

**Trabajo final de Grado en ingeniería electrónica
industrial y automática**



Diseño de un microinversor para paneles solares.

Autor: Jaime López López

Tutor: Pablo Zumel Vaquero

Leganés: 24 de Septiembre de 2014

Agradecimientos:

A mis padres, por la paciencia necesaria para aguantar durante tantos años a un estudiante.

A mis compañeros de clase, en especial Left, Leston, Jesús, Oskar y Guti. Por los momentos dentro y fuera de las clases que hacen amenos los años de universidad.

A mi tutor, por el tiempo dedicado a enseñar a alguien que no sabía dónde se metía.

A mis profesores de todos estos años, especialmente Guillermo y Ricardo, cuya vocación motivó la mía.

Y a Inés, por tener más paciencia que todos los anteriores juntos y haber estado a mi lado durante más de cuatro años, en los momentos buenos y en los malos.

Mejora, mejora hasta que tus ídolos se conviertan en tus rivales.

Índice

1	Introducción.....	12
1.1	Motivación y objetivos.....	12
1.2	Descripción.....	14
1.3	Estado de la técnica.....	15
1.4	Planificación	17
2	Estudio previo.....	19
2.1	Primera etapa CC/CC, convertidores sin aislamiento galvánico	20
2.1.1	Convertidor reductor	20
2.1.2	Convertidor reductor-elevador	21
2.1.3	Elección del convertidor CC/CC sin aislamiento.....	22
2.2	Segunda etapa CC/CC, convertidores con aislamiento galvánico	23
2.2.1	Convertidor Flyback:	25
2.2.2	Convertidor Forward:	26
2.2.3	Convertidor Push-Pull:	27
2.2.4	Elección del convertidor CC/CC con aislamiento	28
2.3	Tercera etapa CC/CA, puente inversor.....	31
2.3.1	Puente inversor con disparo PWM	31
2.3.2	Puente inversor con disparo por onda cuadrada	33
2.3.3	Elección del convertidor CC/CA.....	34
2.4	Conclusiones.....	34
3	Diseño del microinversor	35
3.1	Primera etapa CC/CC, convertidor Buck	35
3.1.1	Diseño de la etapa de potencia.....	35
3.1.2	Diseño del lazo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)	41
3.1.3	Implementación física del lazo de control	43
3.2	Segunda etapa CC/CC, convertidor flyback:.....	46
3.2.1	Diseño de la etapa de potencia.....	46
3.2.2	Diseño del lazo interno de control en modo corriente promediada.	51
3.2.3	Diseño del lazo externo de tensión.....	54
3.2.4	Diseño del lazo de control para conexión a red	56
3.2.5	Implementación física de los lazos de control	60
3.3	Tercera etapa CC/CA, inversor de onda cuadrada:	63

3.3.1	Diseño de la etapa de potencia.....	63
3.3.2	Diseño del lazo de control.....	63
3.3.3	Implementación física del lazo de control	67
3.4	Conclusiones.....	70
4	Diseño completo	71
4.1	Pruebas con conexión a red	72
4.2	Pruebas alimentando una carga.....	74
5	Layout.....	75
6	Presupuesto	79
7	Conclusiones y posibles trabajos futuros.....	81
7.1	Conclusiones.....	81
7.2	Trabajos futuros	82
8	Bibliografía	83

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Potencia solar instalada en España. (Consultada en http://es.wikipedia.org/wiki/Energ%C3%ADa_solar_en_Espa%C3%B1a#cite_note-Infornes_REE-31 a 25/08/2014).....	12
Figura 2. «Balance neto» de Hanjin - Trabajo propio. Disponible bajo la licencia Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 vía Wikimedia Commons - http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Balance_neto.svg#mediaviewer/Archivo:Balance_neto.svg	13
Figura 3. Inversores tipo string. (Consultada en http://solartradex.com/blog/micro-inversores-o-inversores-quien-da-mas a 20/08/2014. Imagen propiedad de Enecsys).....	15
Figura 4. Microinversores. (Consultada en http://solartradex.com/blog/micro-inversores-o-inversores-quien-da-mas a 20/08/2014. Imagen propiedad de Enecsys)	15
Figura 5. Convertidor reductor.....	20
Figura 6. Formas de onda de corriente por bobina y panel solar en un convertidor reductor. .	20
Figura 7. Tensión y corriente en el transistor del convertidor Buck.	21
Figura 8. Convertidor reductor-elevador	21
Figura 9. Formas de onda de corriente por bobina y panel solar en un convertidor reductor-elevador.....	21
Figura 10. Tensión y corriente en el transistor del convertidor Reductor-elevador.....	22
Figura 11. Cálculo de pérdidas en un transistor (consultado en Fundamentals of power electronics. Erickson and Maksimovic)	24
Figura 12. Convertidor flyback	25
Figura 13. Formas de onda de la corriente a la entrada (MOS) y a la salida (D) del convertidor flyback	25
Figura 14. Convertidor Forward (Extraída de http://en.wikipedia.org/wiki/Forward_converter a 04-08-2014).....	26
Figura 15. Formas de onda de corriente a la entrada (MOS) y a la salida (L) del convertidor forward.....	26
Figura 16. Convertidor Push-Pull.....	27
Figura 17. Formas de onda convertidor Push-Pull (Consultado en I.T.T.(S.E.) Universitat de València).....	27
Figura 18. Formas de onda disparo PWM senoidal bipolar	31
Figura 19. Desarrollo en series de Fourier de la salida con disparo PWM senoidal bipolar	32
Figura 20. Inversor con control por onda cuadrada.....	33
Figura 21. Formas de onda de tensión a la entrada y salida del puente inversor con disparo por onda cuadrada.....	33
Figura 22. Esquema del microinversor con la primera etapa resaltada.	35
Figura 23. Reductor Ton.....	35
Figura 24.Reductor Toff.....	36
Figura 25. Corriente a través de la bobina de un convertidor Buck.....	36
Figura 26. Curva característica corriente-tensión de un panel solar (consultada en http://www.pddnet.com/articles/2010/04/monolithic-battery-charger-simplifies-solar-powered-designs el 27/04/2014).....	36

Figura 27. Modelo promediado convertidor Buck.....	37
Figura 28. Diagrama de Bode de la planta (tensión de entrada en función del ciclo de trabajo) de un Buck.....	38
Figura 29. Modelo promediado en función de D' del convertidor Buck.....	38
Figura 30. Platas (V_e-d') calculada y simulada de un convertidor Buck.....	40
Figura 31. Lazo de control convertidor Buck.....	41
Figura 32. Potencia máxima, potencia real y tensión a la salida del panel solar.....	42
Figura 33. Divisor resistivo para el sensado de la tensión en el panel solar.....	43
Figura 34. Conexión típica del integrado IR2110	44
Figura 35. Esquema del microinversor con la segunda etapa resaltada.....	46
Figura 36. Transferencias de energía durante el t_{on} en un convertidor flyback.	46
Figura 37. Transferencias de energía durante el t_{off} en un convertidor flyback.	47
Figura 38. Modelo promediado convertidor flyback.	47
Figura 39. Modelo en pequeña señal del convertidor flyback.....	48
Figura 40. Comparativa de las plantas (I_d-d) simulada frente a la calculada en un convertidor flyback.	51
Figura 41. Implementación física de un regulador tipo II	52
Figura 42. Circuito generador de corriente de referencia	53
Figura 43. Formas de onda de la corriente de referencia.....	53
Figura 44. Diagrama de Bode de la función de transferencia Tensión de salida-Corriente de salida del convertidor flyback	54
Figura 45. Lazo de control en modo tensión del convertidor Flyback.....	54
Figura 46. Sensado de la tensión de salida	55
Figura 47. Modelado en PSIM del circuito interno del integrado UC3854	57
Figura 48. Corriente inyectada en la red.....	59
Figura 49. Descomposición en series de Fourier de la corriente inyectada a la red	59
Figura 50. Circuito interno del integrado UC3854	60
Figura 51. Esquema del microinversor con la tercera etapa resaltada.....	63
Figura 52. Estructura en puente completo.	63
Figura 53. Tabla de verdad de un biestable RS (Consultada http://www.biomedcentral.com/1752-0509/3/72/figure/F1 el 11 de agosto de 2014)	64
Figura 54. Temporizador integrado 555 (Consultado en Art of Electronics-Horowitz and Hill).	64
Figura 55. Circuitería auxiliar para disparo del temporizador 555.	65
Figura 56. Forma de onda de tensión en el cátodo de los diodos y en las dos salidas del biestable RS.....	67
Figura 57. Circuito interno del integrado IRS2453	67
Figura 58. Parte izquierda del circuito completo	71
Figura 59. Parte derecha del circuito completo.....	71
Figura 60. Formas de onda durante la inyección de potencia a la red.	72
Figura 61. Corriente de salida respecto a cambios en la referencia	73
Figura 62. Corriente inyectada ante la ausencia de sobre en el panel solar.	73
Figura 63. Formas de onda durante la alimentación de una carga resistiva.	74
Figura 64. Parte izquierda del esquemático en Orcad	75
Figura 65. Parte de arriba a la derecha del esquemático en Orcad.....	75
Figura 66. Parte de abajo a la derecha del esquemático en Orcad.....	76

Figura 67. Aclarados para las pistas de la PCB en función de la tensión soportada (Consultada en http://hardware-routes.blogspot.com.es/2012/01/track-width-reference-table-for.html a 03/09/2014).	76
Figura 68. Capa top de la PCB	77
Figura 69. Capa bottom de la PCB.....	77
Figura 70. Capa top de la PCB con las zonas delimitadas	78

Índice de tablas

Tabla 1. Requisitos de diseño	14
Tabla 2. Planificación del proyecto.	17
Tabla 3. Diagrama de Gantt de las actividades del trabajo.....	18
Tabla 4. Comparativa convertidores CC/CC sin aislamiento galvánico.....	22
Tabla 5. Pérdidas convertidor Push-Pull	28
Tabla 6. Pérdidas convertidor Forward.....	28
Tabla 7. Pérdidas convertidor Flyback	29
Tabla 8. Comparativa convertidores con aislamiento galvánico.	30
Tabla 9. Valores de los armónicos de corriente	58
Tabla 10. Presupuesto de material microinversor	79
Tabla 11. Presupuesto de personal	80
Tabla 12. Presupuesto final.....	80

Listado de siglas y acrónimos.

CC	Corriente continua
CA	Corriente alterna
MPPT	Maximum Power Point Tracking
D	Ciclo de trabajo
T	Periodo
PWM	Pulse-width modulation (Modulación por ancho de pulso)
t_{on}	Parte del periodo en la que un dispositivo está encendido
t_{off}	Parte del periodo en la que un dispositivo está apagado
High-side	Transistor cuyo emisor/fuente no está conectado a tierra y necesita una referencia adicional para su disparo
Low-side	Transistor cuyo emisor/base está conectado a tierra y no necesita referencia adicional para ser disparado
REBT	Reglamento Eléctrico de Baja Tensión
PCB	Printed Circuit Board (Placa de Circuito Impreso)
N_p	Número de espiras en el primario de un transformador
N_s	Número de espiras en el secundario de un transformador
thou	Thousandth of an inch (Milésima de pulgada)

1 Introducción.

1.1 Motivación y objetivos.

Ante el auge de las energías renovables, la bajada del precio de los paneles solares por la economía de escala, y la subida del precio de los carburantes y la energía eléctrica, la producción de energía mediante paneles solares para autoconsumo es cada día una opción más viable.

En España, esta tecnología se presenta como una opción de futuro a medio plazo pues somos uno de los países desarrollados con más luz por metro cuadrado, con un cielo despejado la mayoría de días del año.

Además, los paneles solares se presentan como una gran opción para la ayuda a países en vías de desarrollo, con pequeñas poblaciones muy aisladas, para las que la construcción de una central eléctrica convencional es imposible[1].

En España, el auge de la energía solar fotovoltaica ha estado y está muy unido a las primas dadas por los distintos gobiernos. Así, en 2007 se aprobó un Real Decreto[2] por el cual se daba una prima de 0.44€ por kWh inyectado a red. Con esto se consiguió que en el año 2008 España fuera uno de los países con más potencia fotovoltaica instalada del mundo, con 2.708 MW instalados en un sólo año. En los años siguientes se fueron reduciendo esas primas con lo que el crecimiento fue mucho más moderado, como se puede ver en la Figura 1.



Figura 1. Potencia solar instalada en España. (Consultada en [http://es.wikipedia.org/wiki/Energ%C3%ADa_solar_en_Espa%C3%B1a#cite_note-Informes_REE-31 a 25/08/2014](http://es.wikipedia.org/wiki/Energ%C3%ADa_solar_en_Espa%C3%B1a#cite_note-Informes_REE-31_a_25/08/2014))

A esto hay que añadir que, si bien, en teoría las compañías eléctricas tienen obligación de suministrar un punto de conexión a red al cliente, en la práctica, la burocracia administrativa y la traba de las propias compañías dificulta mucho la instalación de paneles para pequeños productores.

La opción más viable a corto-medio plazo, dado el auge en algunos países de nuestro entorno, como Italia, Francia o Dinamarca[3] es el denominado balance neto. Este sistema se diferencia del simple autoconsumo en que da la posibilidad al productor de energía de “acumular” el saldo positivo de potencia que produce durante las horas de luz, para poder utilizarlo durante la noche (Figura 2).

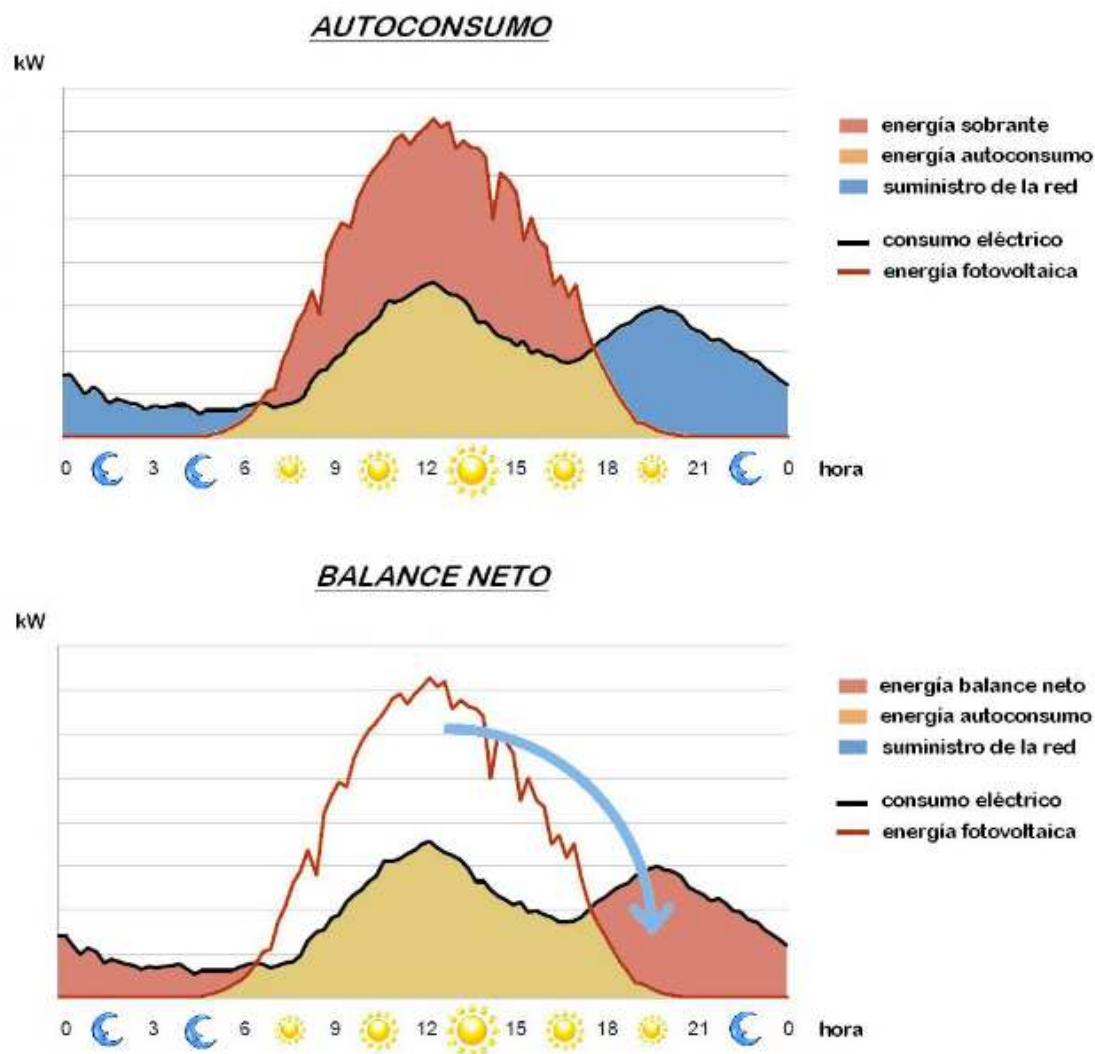


Figura 2. «Balance neto» de Hanjin - Trabajo propio. Disponible bajo la licencia Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 vía Wikimedia Commons - http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Balance_neto.svg#mediaviewer/Archivo:Balance_neto.svg

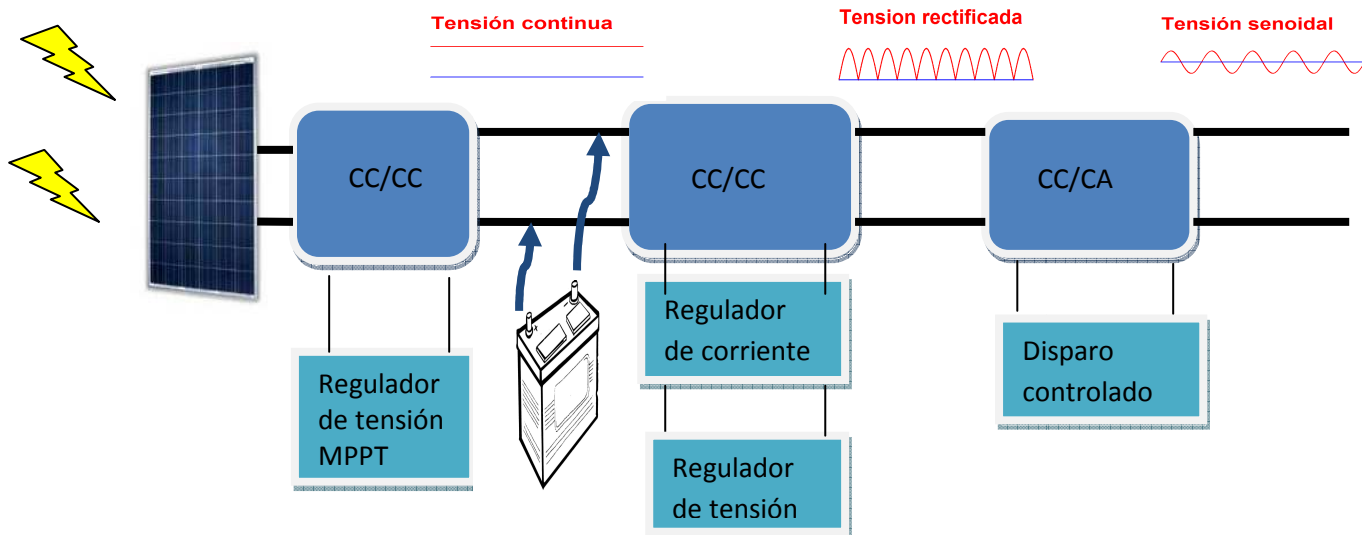
El objetivo del presente trabajo de fin de grado es el diseño de un dispositivo que sea capaz de conectar un panel de 100W de potencia a la red eléctrica, bien para alimentar una carga o bien para inyectar a la propia red la potencia producida.

1.2 Descripción.

En este documento se describe el diseño y montaje de un microinversor, es decir, un adaptador que permita conectar un panel solar, cuya salida es una tensión continua de bajo voltaje (17V) bien a la red eléctrica o bien para alimentar una carga con corriente alterna.

El microinversor está compuesto por tres partes fundamentales: un **convertidor CC/CC sin aislamiento galvánico** que se encargue de obtener la máxima potencia posible del panel solar y cargue una batería, un **convertidor CC/CC con aislamiento galvánico** que transforme la tensión de la batería en una corriente senoidal rectificada y un **convertidor CC/CA** que se encargue de desdoblar dicha senoidal para convertirla en una senoidal pura con valores de red eléctrica.

El esquema de la idea inicial es el siguiente:



*Imagen del panel solar consultada en: http://webosolar.com/store/1496-thickbox_default/panel-solar-renesola-250w-policristalino-jc250m-24bb.jpg a 11-09-2014

Tabla 1. Requisitos de diseño

Los requisitos iniciales para el diseño del microinversor son:
-Panel solar de 100W a la entrada.
-Tensión del panel variable entre 17V y 21V.
-Batería de coche a la salida del primer convertidor.
-Tensión de la batería variable entre 12V y 14V.
-Conexión a red a la salida, cumpliendo la normativa aplicable.

1.3 Estado de la técnica.

Actualmente hay dos grandes líneas de mercado en la adaptación de la corriente de paneles solares para autoconsumo: los **microinversores** (Figura 4) y los inversores tipo “**string**” (Figura 3). Los adaptadores tipo microinversor consisten en un dispositivo que se conecta a la salida de un único panel solar y que se encarga de transformar la corriente continua que genera dicho panel a corriente alterna de 220V_{eficaces} y 50 Hz (en el caso de ser instalado en España) para inyectarla a la red. Por otro lado, en el caso de inversores tipo “string”, se conecta un único dispositivo a la salida de varios paneles en paralelo[4].

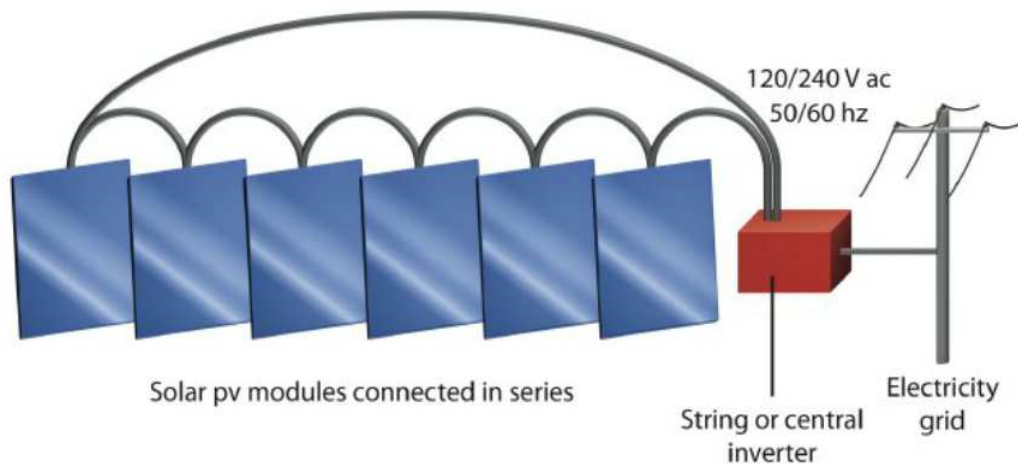


Figura 3. Inversores tipo string. (Consultada en <http://solartradex.com/blog/micro-inversores-o-inversores-quien-da-mas> a 20/08/2014. Imagen propiedad de Enecsys)

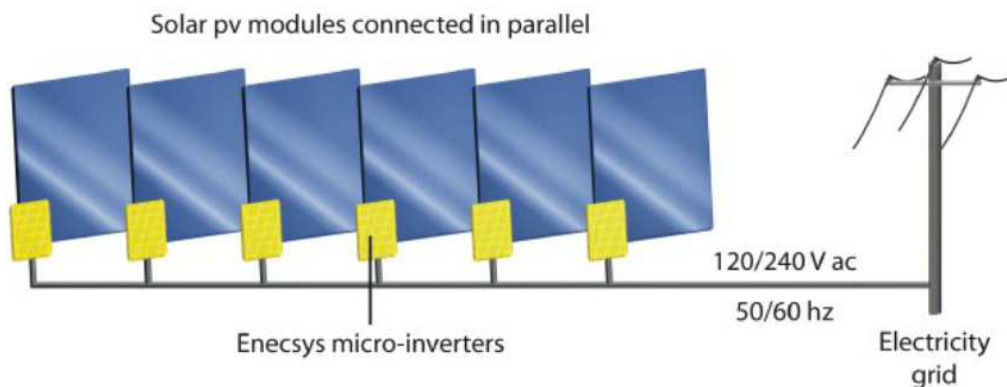


Figura 4. Microinversores. (Consultada en <http://solartradex.com/blog/micro-inversores-o-inversores-quien-da-mas> a 20/08/2014. Imagen propiedad de Enecsys)

Ambas topologías tienen sus ventajas y sus inconvenientes.

Los **microinversores** tienen varios puntos fuertes respecto a los inversores tipo “string”: tienen una garantía de funcionamiento mayor, de hasta 20 años, en comparación con los 10 años de garantía de un “string”; además pueden seguir el punto de máxima potencia de

cada panel por separado, consiguiendo optimizar la potencia en casos en los que un único panel está produciendo menos energía que el resto, bien por mal funcionamiento, por suciedad o porque una nube provoca que esté en sombra. Esto los diferencia de los inversores tipo “string”, en los que todos los paneles en paralelo tienen que adaptarse y seguir al panel con menos producción en ese momento.

Otro gran punto fuerte de los microinversores se refiere al mercado. No necesitan de un técnico especializado para su colocación por varias razones: el hecho de que vayan conectados individualmente a cada panel hace que no haya que saber de antemano cuántos paneles colocar y cómo para obtener el máximo rendimiento, como en las cadenas de paneles de un “string”; y, en caso de fallo del microinversor, bastaría con reparar dicho dispositivo. Además, durante el fallo, todo el resto de paneles solares sigue funcionando perfectamente, a diferencia de los módulos “string”, que al fallar dejan a toda una línea de paneles sin funcionamiento. Unido a todo esto está la posibilidad de ampliar la instalación en cualquier momento, siendo simplemente necesario instalar un nuevo panel solar con su microinversor conectado.

Por otro lado, los inversores tipo “string” también tienen ventajas sobre los microinversores, sobre todo en lo que a eficiencia se refiere, motivada principalmente por su más amplia difusión en el mercado y por llevar años perfeccionándose frente a la relativa novedad de los microinversores. Por ello, consiguen un rendimiento de hasta el 96%, frente al 91.5% de los mejores microinversores[4], aunque ambos valores están empezando a igualarse.

Por todo esto, en lo que a inversión se refiere, se puede considerar que los microinversores son la mejor solución para potencias menores de 3kw, pues su menor eficiencia queda rentabilizada con su mayor vida útil[4].

En el presente proyecto se estudian los microinversores, analizando sus distintas posibilidades de diseño para controlar un panel de 100W de potencia.

1.4 Planificación

Tabla 2. Planificación del proyecto.

Las actividades en las que se dividirá el trabajo son:	
Análisis de los objetivos	En primera instancia se tomó la decisión de hasta dónde iba a abarcar el presente proyecto. Analizando las distintas posibilidades que dan los paneles solares y las diferentes motivaciones para explotar este tipo de energía.
Análisis del estado de la técnica	Se valoraron los distintos mecanismos de aprovechamiento de un panel solar existentes en el mercado, eligiendo el que más se pareciera a nuestras necesidades como punto de partida para el diseño.
Estudio de la topología general del microinversor	En esta etapa se decidieron los requisitos del microinversor, tales como inyección a red o a una carga. Cuantas etapas debía tener, o la inclusión de una batería entre las dos primeras etapas. También se buscó documentación concerniente a la normativa aplicable.
Estudio de la topología adecuada para cada etapa	Una vez decidida la topología general se pasó a valorar las distintas opciones para cada etapa. Durante este estudio se persiguieron dos objetivos: máxima eficiencia en las etapas de potencia y uso de componentes completamente analógicos en las etapas de control. También se decidieron en esta etapa los parámetros a controlar en cada convertidor, como tensión de entrada en el Buck, corriente de salida en el flyback, o el disparo por onda cuadrada en el puente inversor.
Layout	Una vez validado en un simulador el diseño completo, el siguiente paso fue decidir la implementación física del mismo. Para hacerlo se siguieron varias directrices, como distancia entre pistas, ancho de pistas, aclarado...
Estimación del presupuesto	Una vez conocidos tanto los componentes a usar como el tamaño y complejidad de la PCB se realizó un presupuesto estimativo del coste de un microinversor.

En la siguiente tabla se muestra la división temporal (en meses) del trabajo realizado. Como se puede ver, la parte más grande del trabajo fue el diseño del circuito de cada una de las etapas y su prueba como conjunto.

Tabla 3. Diagrama de Gantt de las actividades del trabajo.

Mes:	Ene	Feb	Mar	Abr	May	Jun	Jul	Ago	Sep
Análisis de los objetivos									
Análisis del estado de la técnica									
Estudio de la topología general									
Estudio de la topología de cada etapa									
Layout									
Estimación del presupuesto									

2 Estudio previo

Teniendo en mente los requisitos anteriores se procedió a realizar un estudio previo en el que se valoraron las distintas posibilidades para cada parte del microinversor, para así escoger la aproximación óptima hacia el problema.

Además de intentar conseguir la mayor eficiencia posible, en el caso de conexión a red del microinversor, se debe cumplir con el reglamento eléctrico de baja tensión (REBT). Poniendo especial atención en varios aspectos:

-Potencia máxima conectada: “Con carácter general la interconexión de centrales generadoras a las redes de baja tensión de 3x400/230 V será admisible cuando la suma de las potencias nominales de los generadores no exceda de 100 kVA, ni de la mitad de la capacidad de la salida del centro de transformación correspondiente a la línea de la Red de Distribución Pública a la que se conecte la central.”[5]

Al ser el microinversor de apenas 100W, esta restricción no supone ningún problema.

-Márgenes de tensión:” La conexión de la central a la red de distribución pública deberá efectuarse cuando en la operación de sincronización las diferencias entre las magnitudes eléctricas del generador y la red no sean superiores a las siguientes:

- Diferencia de tensiones $\pm 8 \%$
- Diferencia de frecuencia $\pm 0,1\text{Hz}$
- Diferencia de fase $\pm 10^\circ$ ”[5]

En el control de las dos últimas etapas del microinversor se pondrá especial atención en respetar estos márgenes.

-Cables de conexión:” Los cables de conexión deberán estar dimensionados para una intensidad no inferior al 125% de la máxima intensidad del generador y la caída de tensión entre el generador y el punto de interconexión a la Red de Distribución Pública o a la instalación interior, no será superior al 1,5%, para la intensidad nominal”[5].

En la salida de la tercera etapa se deberá asegurar la utilización por parte del usuario del cableado correspondiente.

-Armónicos de tensión: “La tensión generada será prácticamente senoidal, con una tasa máxima de armónicos, en cualquier condición de funcionamiento de:

Armónicos de orden par:	$4/n$
Armónicos de orden 3:	5
Armónicos de orden impar (≥ 5)	$25/n$

La tasa de armónicos es la relación, en %, entre el valor eficaz del armónico de orden ‘n’ y el valor eficaz del fundamental.[5]”

Estas consideraciones influirán en la selección del tipo de convertidor, la frecuencia de conmutación, el tipo de modulación y en el cálculo de los filtros del convertidor y de conexión a red.

2.1 Primera etapa CC/CC, convertidores sin aislamiento galvánico

La primera etapa del microinversor consiste en un convertidor CC/CC que se encargue de cargar la batería. Como se explica en el apartado siguiente, a la vez que se **carga la batería** es posible conseguir que **el panel solar trabaje en su punto de máxima potencia**, que es otro de los requisitos de diseño.

El único requisito para este convertidor es reducir la tensión del panel a la entrada (más de 17V) a los 13V de la batería, lo que descarta el convertidor elevador y deja dos posibilidades: reductor y reductor-elevador.

2.1.1 Convertidor reductor

El convertidor reductor (Figura 5) entrega a la salida una tensión menor que la de entrada, según la expresión:

$$\frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = d \quad \text{*Trabajando en modo de conducción continuo.}$$

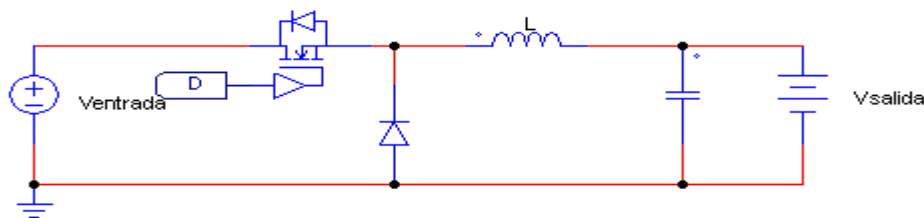


Figura 5. Convertidor reductor

El principal inconveniente de este convertidor son las variaciones bruscas de la corriente por el transistor y el panel solar (fuente de entrada), a cambio de conseguir una corriente con poco rizado en la batería (Figura 6).

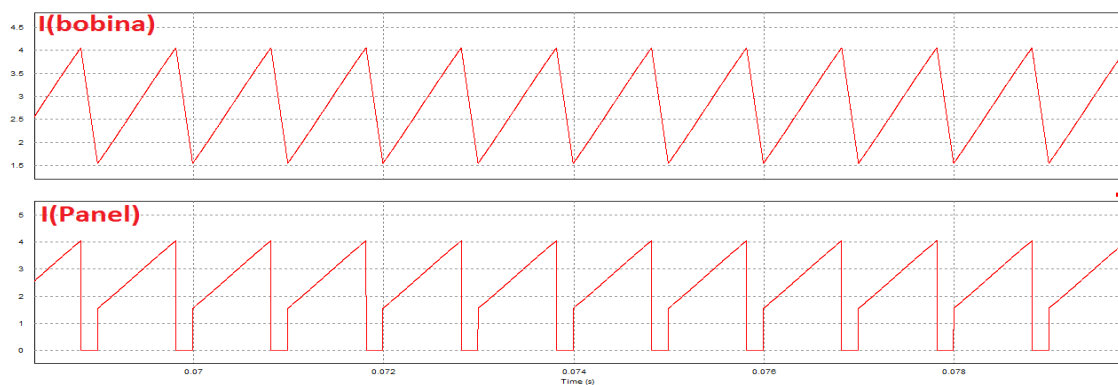


Figura 6. Formas de onda de corriente por bobina y panel solar en un convertidor reductor.

La tensión bloqueada por el transistor es solamente la tensión de entrada V_e . A esto hay que añadir que la corriente que atraviesa el transistor en este convertidor a penas pasa de los 4A de pico, como se ve en la Figura 7, lo que permite un transistor más pequeño y reduce las pérdidas.

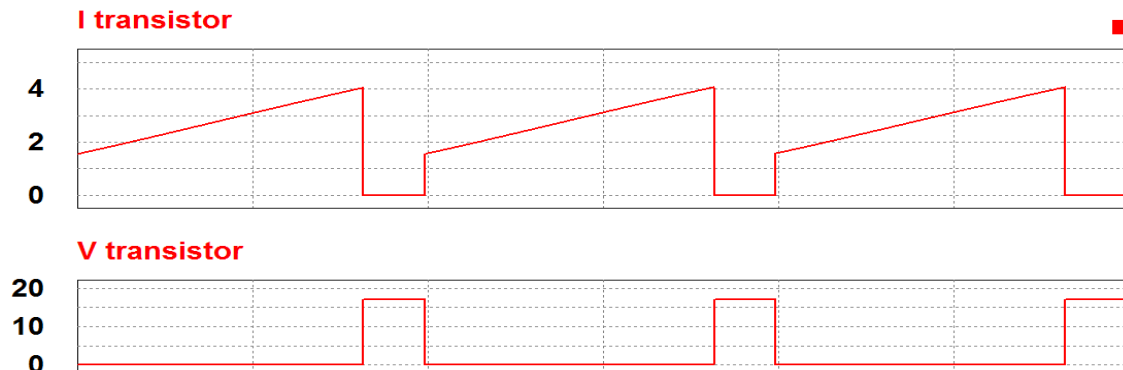


Figura 7. Tensión y corriente en el transistor del convertidor Buck.

2.1.2 Convertidor reductor-elevador

El convertidor reductor-elevador (Figura 8) entrega a la salida una tensión mayor o menor que la de entrada en función del ciclo de trabajo, según la expresión:

$$V_{entrada} * D = V_{salida} * (1 - D) \quad \text{*Trabajando en modo de conducción continuo}$$

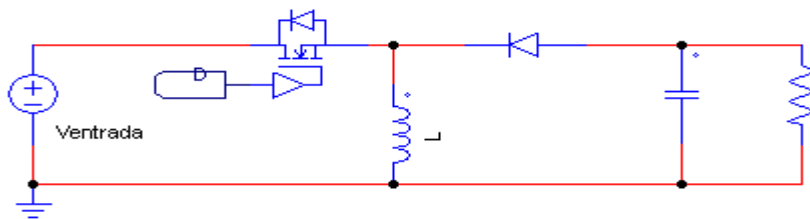


Figura 8. Convertidor reductor-elevador

Al igual que en la topología anterior, el principal inconveniente de este convertidor son las variaciones bruscas de la corriente por el transistor y el panel solar (fuente de entrada), a cambio de conseguir una corriente con poco rizado en la batería (Figura 9).

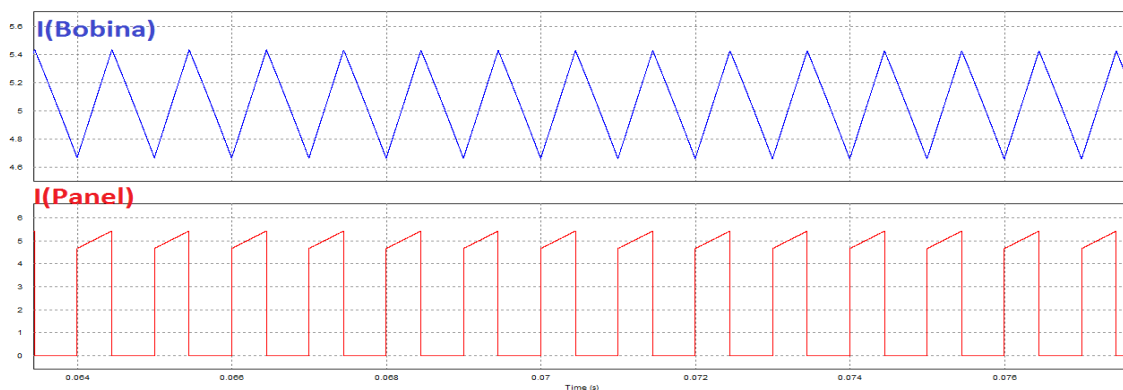


Figura 9. Formas de onda de corriente por bobina y panel solar en un convertidor reductor-elevador.

La tensión bloqueada por el transistor en este caso es $V_e + V_o$, y la corriente que lo atraviesa llega casi a los 6A de pico (Figura 10), lo que obliga a utilizar un transistor mayor y aumenta las pérdidas producidas en el mismo.

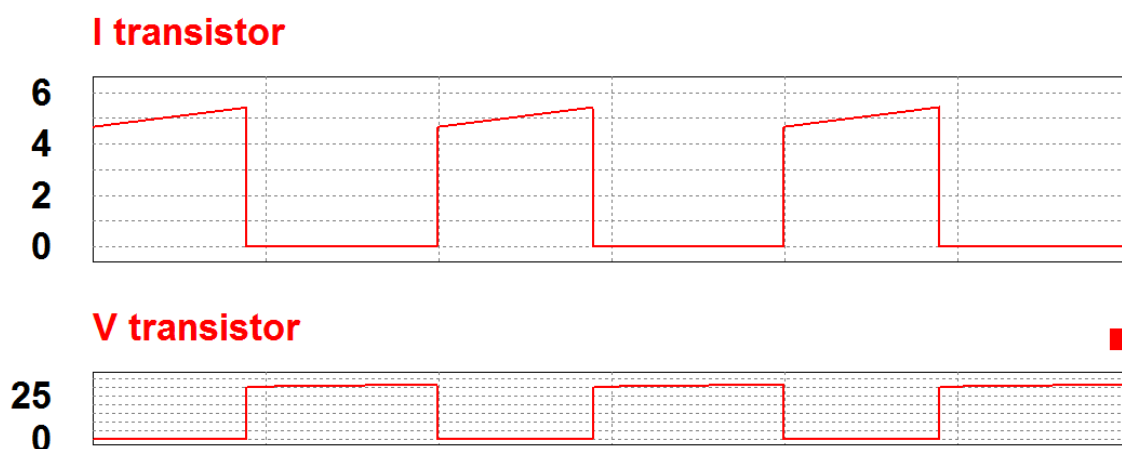


Figura 10. Tensión y corriente en el transistor del convertidor Reductor-elevador.

2.1.3 Elección del convertidor CC/CC sin aislamiento

Tabla 4. Comparativa convertidores CC/CC sin aislamiento galvánico

Convertidor	Ventajas	Inconvenientes
Reductor	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Gran simplicidad ✓ Bajo rizado de corriente en la batería ✓ Función de transferencia sencilla ✓ Tensión bloqueada V_e ✓ Baja corriente de pico en el transistor 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Cambios bruscos de corriente a la entrada
Reductor-elevador	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Gran simplicidad ✓ Bajo rizado de corriente en la batería 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Cambios bruscos de corriente a la entrada ✗ Tensión bloqueada $V_e + V_o$ ✗ Alta corriente de pico en el transistor

En vista de la Tabla 4 se optó por el convertidor Reductor, pues presenta una gran ventaja frente al Reductor-elevador. Como se explica en el siguiente capítulo, las pérdidas del circuito vienen en gran parte condicionadas por la conmutación del MOSFET, así que reducir el rizado tanto en tensión como en corriente en este componente favorece enormemente el rendimiento.

2.2 Segunda etapa CC/CC, convertidores con aislamiento galvánico

La etapa principal del microinversor consiste en un convertidor CC-CC, que cumple dos funciones: **eleva la tensión** de la batería (13V) hasta una tensión lo suficientemente alta para adaptarse a la red, y **conseguir una corriente senoidal rectificada**, a frecuencia doble de la de red, para que pueda ser inyectada en la misma tras pasar por el inversor CA-CC. Esta etapa tiene un requisito fundamental de diseño, presentar aislamiento galvánico, pues la diferencia de tensión entre la entrada y salida hace necesaria una alta relación de transformación.

Con este requisito en mente se evaluaron tres posibles convertidores: Flyback, Forward y Push-Pull.

Para calcular las pérdidas que iban a producirse en las etapas de potencia de cada uno de los convertidores se utilizó una hoja de cálculo del MathCad, tomando como fuentes de pérdidas las producidas durante la conducción en los transistores, los diodos, los condensadores y los transformadores, y las pérdidas de conmutación de transistores y diodos[6].

En el caso de los diodos, se consideraron como pérdidas las corrientes de recuperación, que se suman a la corriente que atraviesa el transistor, aumentando sus pérdidas. A estas se unen las pérdidas del diodo durante la conducción, teniéndose en cuenta tanto las pérdidas por la caída de tensión como las producidas por la resistencia propia del componente, según la expresión:

$$P_{conducción\ diodo} = I_{eficaz\ diodo}^2 * R_{diodo} + I_{media\ diodo} * V_{diodo}$$

En los condensadores las únicas pérdidas tenidas en cuenta son las producidas por la resistencia interna del componente, según la expresión:

$$P_{conducción\ condensador} = I_{eficaz\ condensador}^2 * R_{condensador}$$

En lo referente a los transistores las pérdidas se dividen en dos tipos: conducción y conmutación.

Las pérdidas en conducción se calculan teniendo en cuenta la resistencia interna propia del componente, según la expresión:

$$P_{conducción\ mosfet} = I_{eficaz\ mosfet}^2 * R_{mosfet}$$

En el caso de las pérdidas por conmutación se supuso el peor caso, dentro del funcionamiento en MCC del convertidor, que implica suponer que durante toda la transición entre t_{on} y t_{off} se producen pérdidas[7].

La ecuación con la que se calcularon las pérdidas en el MOSFET se deduce de lo mostrado en la Figura 11.

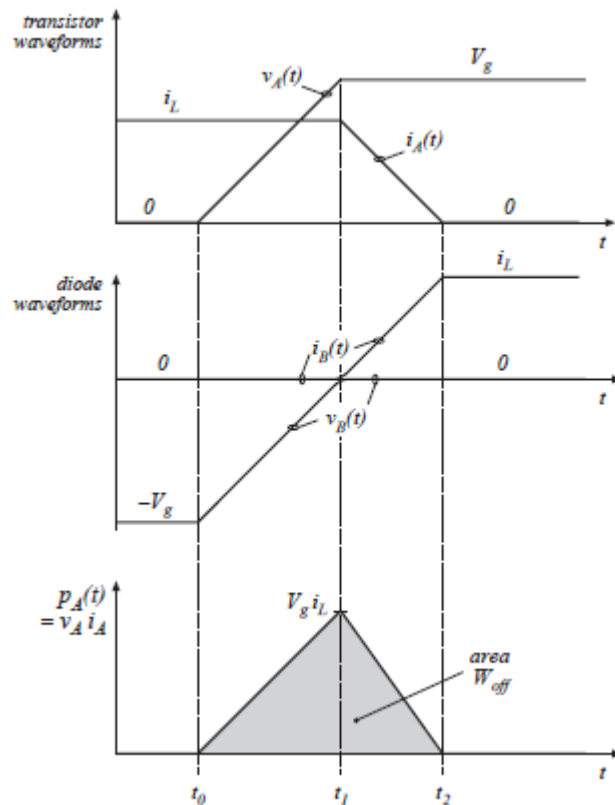


Figura 11. Cálculo de pérdidas en un transistor (consultado en Fundamentals of power electronics. Erickson and Maksimovic)

$$P_{\text{conmutación mosfet}}$$

$$= \frac{\left[\frac{1}{2} * t_{\text{encendido}} * i_{\text{mínima mosfet}} * v_{\text{mosfet}}(\text{ton}) \right] + \left[\frac{1}{2} * t_{\text{apagado}} * i_{\text{máxima mosfet}} * v_{\text{mosfet}}(\text{toff}) \right]}{T}$$

En lo referente a los transformadores, las pérdidas se calcularon usando las simulaciones realizadas por el programa Pexprt.

Los cálculos de pérdidas para los tres convertidores están tabulados al final del presente capítulo.

2.2.1 Convertidor Flyback:

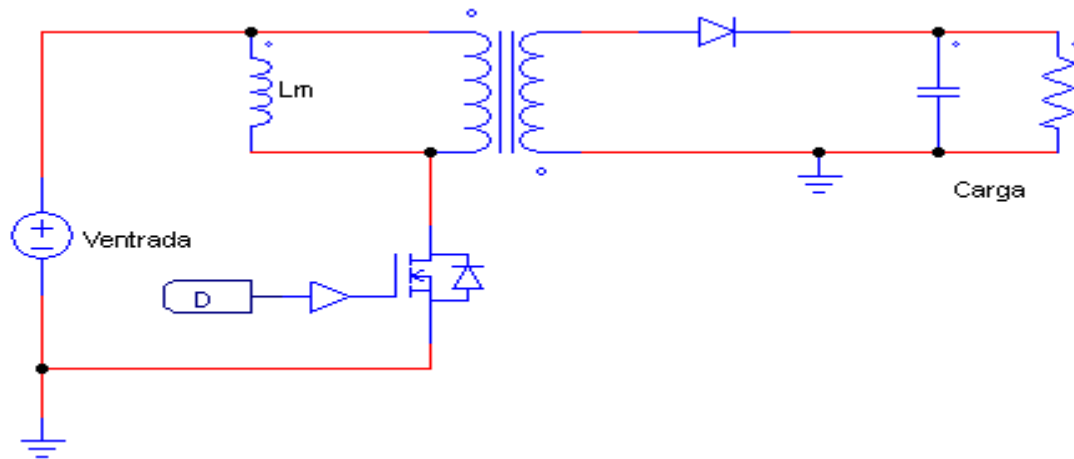


Figura 12. Convertidor flyback

El convertidor CC-CC flyback con aislamiento galvánico (Figura 12) deriva del convertidor elevador (boost) sin aislamiento, al que se le añade un transformador con un secundario invertido. La inductancia L_m representa la inductancia magnetizante propia del transformador.

Las ventajas de este convertidor son el hecho de tener solo dos devanados en el transformador y el reducido número de componentes, solamente un diodo, un transformador y un transistor además del filtro de salida.

Presenta dos inconvenientes principales: grandes picos de corriente tanto a la entrada como a la salida (Figura 13), al haber componentes conmutando en ambas y una gran dificultad a la hora de controlarlo, pues el sistema tiene un cero en el semiplano positivo que dificulta conseguir un alto margen de fase.

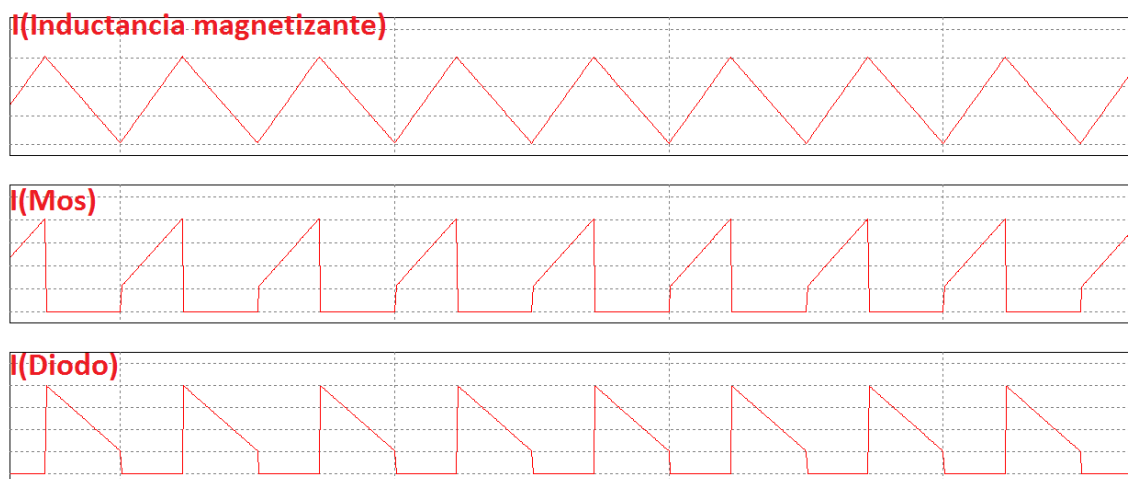


Figura 13. Formas de onda de la corriente a la entrada (MOS) y a la salida (D) del convertidor flyback

2.2.2 Convertidor Forward:

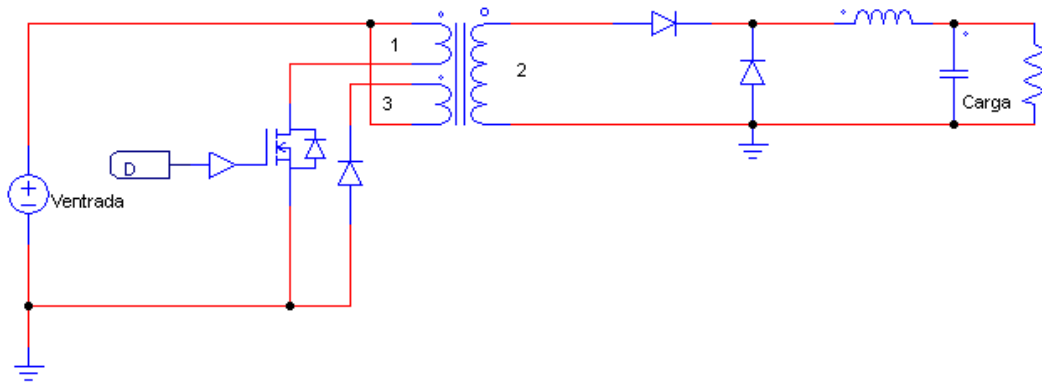


Figura 14. Convertidor Forward (Extraída de http://en.wikipedia.org/wiki/Forward_converter a 04-08-2014)

El convertidor forward con aislamiento galvánico (Figura 14) deriva del convertidor reductor-elevador sin aislamiento, al que se le añade un transformador de tres ramas, y un diodo en el tercer devanado para permitir la descarga de la inductancia magnetizante.

La principal ventaja de este convertidor es el reducido tamaño del transformador, pese a tener 3 ramas, debido a que la inductancia magnetizante no necesita almacenar energía de un periodo de conmutación a otro, además la corriente de salida no presenta grandes picos al tener una inductancia de salida en lugar de un componente conmutado (Figura 15).

El mayor inconveniente que presenta es la cantidad de componentes necesarios, pues al transformador de 3 ramas hay que sumarle 3 diodos, un MOSFET y una bobina además del filtro de salida, además la corriente de entrada presenta grandes picos, al tener un dispositivo conmutado en la misma (Transistor) (Figura 15).

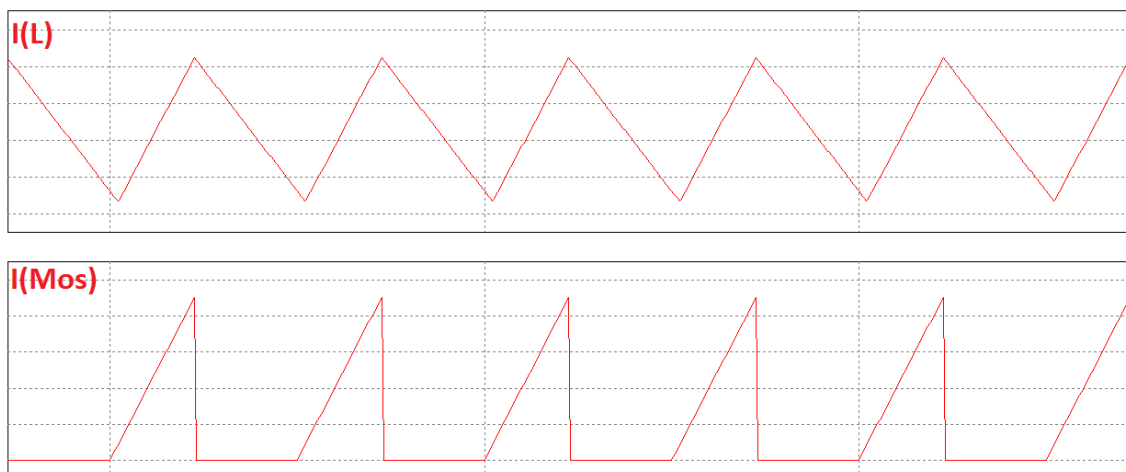


Figura 15. Formas de onda de corriente a la entrada (MOS) y a la salida (L) del convertidor forward

2.2.3 Convertidor Push-Pull:

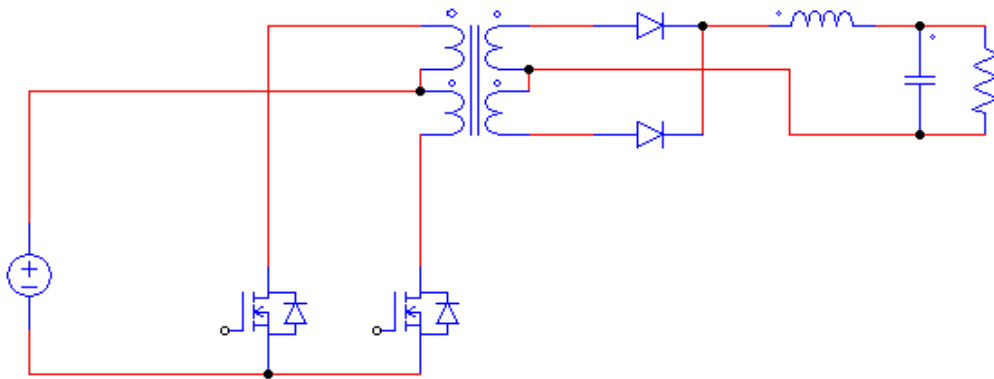


Figura 16. Convertidor Push-Pull.

Este convertidor (Figura 16) presenta dos grandes inconvenientes: su elevado número de componentes con consumo de potencia activa (2 MOSFET y 2 diodos), que se traducen en mayores pérdidas tanto en conducción como en conmutación, y la dificultad de simulación, pues durante el estudio previo se hizo muy difícil conseguir que las dos herramientas software empleadas (PSim y Orcad) consiguieran simular el circuito sin errores, debido a que pequeños desequilibrios de la corriente en el primario puede llevar al transformador a saturación[8].

La principal ventaja de esta topología es que se extrae energía de la fuente en todo momento, durante el t_{on} por un transistor y durante el t_{off} por el otro (Figura 17), permitiendo un menor tamaño de los componentes magnéticos, al no tener que almacenar tanta energía.

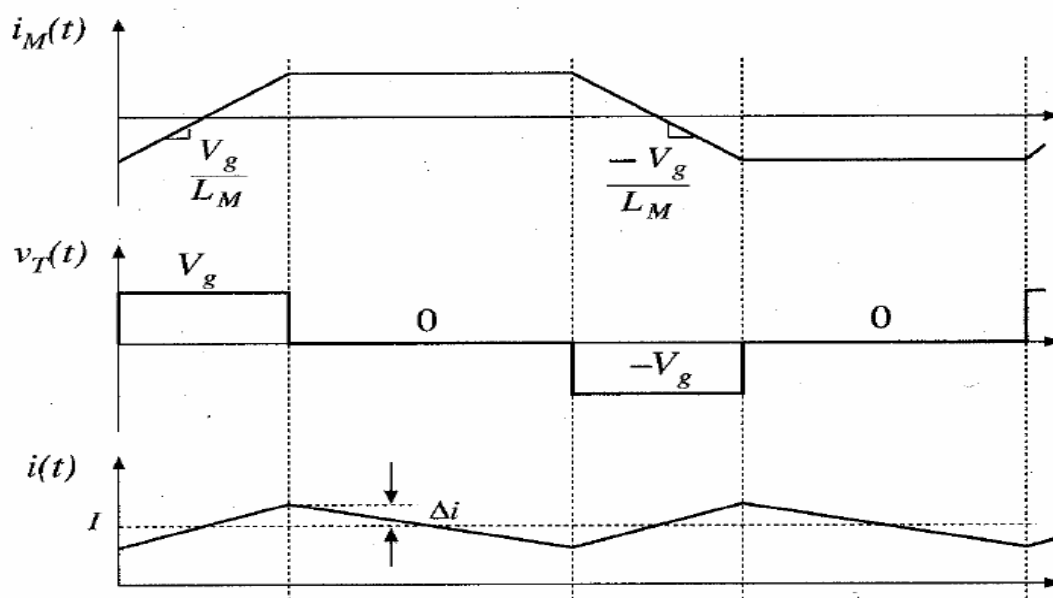


Figura 17. Formas de onda convertidor Push-Pull (Consultado en I.T.T.(S.E.) Universitat de València)

2.2.4 Elección del convertidor CC/CC con aislamiento

Para tomar la decisión de qué convertidor utilizar se han tenido en cuenta principalmente dos factores: rendimiento y tamaño.

En primera instancia se simularon los transformadores de las distintas topologías a distintas frecuencia de funcionamiento y con distintos rizados de corriente en la bobina, utilizando el programa Pi Expert. Por otro lado se utilizó una hoja de cálculo en Mathcad para comparar las pérdidas por conducción y conmutación de las tres topologías.

Las pérdidas por los tres motivos, y algunos datos adicionales del transformador, como su tamaño o la temperatura de trabajo estimada, se recogen en las siguientes tablas.

En los tres casos se evaluó su comportamiento a cuatro frecuencias diferentes: 70kHz, 100kHz, 150kHz y 200kHz, en el flyback, además, se sopesaron distintos rizados de corriente en la inductancia magnetizante del transformador referida al primario. En todos los casos se han ordenado de menores a mayores pérdidas.

Tabla 5. Pérdidas convertidor Push-Pull

Frec (Hz)	Volumen (mm ³)	Tª núcleo (Cº)	Pérdidas (W) transformador	Modelo	Pérdidas Conducción (W)	Pérdidas(W) conmutación	Pérdidas totales (W)
70	13860	31,07	0,46	rm14	3,18	1,834	5,474
70	8263	33,42	0,614	rm12	3,18	1,834	5,628
70	4308	47,3	1,01	rm10	3,18	1,834	6,024
100	13860	29,99	0,47	rm14	3,18	2,619	6,269
100	8263	32,41	0,54	rm12	3,18	2,619	6,339
100	4308	43,86	0,85	rm10	3,18	2,619	6,649
150	13860	28,74	0,356	rm14	3,18	3,929	7,465
150	8263	31,24	0,4569	rm12	3,18	3,929	7,5659
150	1846	59,84	1,14	rm8	3,18	3,929	8,249
200	13860	27,72	0,2557	rm14	3,18	5,239	8,6747
200	8263	30,73	0,4199	rm12	3,18	5,239	8,8389
200	8263	34,24	0,639	rm12	3,18	5,239	9,058

Tabla 6. Pérdidas convertidor Forward

Frec (Hz)	Volumen (mm ³)	Tª núcleo (Cº)	Pérdidas (W) transformador	Modelo	Pérdidas conducción (W)	Pérdidas (W) conmutación	Pérdidas totales (W)
70	13860	29,92	0,47	rm14	2	1,716	4,463
70	3469	58,34	1,59	rm10	2	1,716	5,583
100	13860	29,52	0,447	rm14	2	2,451	5,175
100	3359	56,17	1,11	rm10	2	2,451	5,838
150	13860	28,97	0,388	rm14	2	3,677	6,342
150	2419	58,8	1,08	rm8	2	3,677	7,034
200	13860	28,34	0,325	rm14	2	4,902	7,504
200	1486	51,88	0,85	rm8	2	4,902	8,029

Tabla 7. Pérdidas convertidor Flyback

Rizado corriente (%)	Frec (Hz)	Volumen (mm3)	Tª núcleo (Cº)	Pérdidas Trafo (W)	Modelo	Pérdidas conducción (W)	Pérdidas conmutación (W)	Pérdidas totales (W)
200	70	13860	30,17	0,5	RM14	1,106	0,95	2,556
100	70	13860	32,85	0,73	RM14	1,106	0,95	2,786
200	70	8263	37,62	0,858	RM12	1,106	0,95	2,914
100	70	8263	49,28	1,74	RM12	1,106	0,95	3,796
50	70	13860	45,32	1,95	RM14	1,106	0,95	4,006
50	70	13860	49,88	2,44	RM14	1,106	0,95	4,496
20	70	No cumple	198,88	No cumple	No cumple	1,106	0,95	#¡VALOR!
20	70	No cumple	108,97	No cumple	No cumple	1,106	0,95	#¡VALOR!
100	100	13860	29,51	0,441	RM14	1,106	1,357	2,904
200	100	13860	29,78	0,447	RM14	1,106	1,357	2,91
50	100	13860	33,96	0,812	RM14	1,106	1,357	3,275
200	100	3469	53,36	1,33	RM10	1,106	1,357	3,793
100	100	8263	45,83	1,39	RM12	1,106	1,357	3,853
50	100	8263	52,47	1,93	RM12	1,106	1,357	4,393
20	100	No cumple	65,53	No cumple	No cumple	1,106	1,357	#¡VALOR!
20	100	No cumple	190,4	No cumple	No cumple	1,106	1,357	#¡VALOR!
100	150	13860	29	0,3938	RM14	1,106	2,036	3,5358
200	150	13860	29,23	0,4155	RM14	1,106	2,036	3,5575
50	150	13860	31,65	0,6289	RM14	1,106	2,036	3,7709
200	150	3359	59,84	1,2	RM10	1,106	2,036	4,342
100	150	3469	51,74	1,253	RM10	1,106	2,036	4,395
50	150	8263	47,85	1,658	RM12	1,106	2,036	4,8
20	150	13860	18,73	2,24	RM14	1,106	2,036	5,382
20	150	13860	57,32	3,14	RM14	1,106	2,036	6,282
100	200	13860	28,65	0,2257	RM14	1,106	2,714	4,0457
200	200	13860	28,8	0,39	RM14	1,106	2,714	4,21
50	200	13860	29,24	0,412	RM14	1,106	2,714	4,232
100	200	3469	45,18	0,95	RM10	1,106	2,714	4,77
20	200	13860	36,02	1	RM14	1,106	2,714	4,82
200	200	2419	59,32	1,07	RM8	1,106	2,714	4,89
50	200	8263	45,1	1,297	RM12	1,106	2,714	5,117
20	200	13860	55,83	2,65	RM14	1,106	2,714	6,47

A la vista de la comparativa entre las ventajas e inconvenientes de las tres topologías (Tabla 8), se decidió escoger el convertidor tipo flyback, pues la dificultad en su control queda suplida con creces con sus menores pérdidas y reducido uso de componentes.

Tabla 8. Comparativa convertidores con aislamiento galvánico.

Convertidor	Ventajas	Inconvenientes
FlyBack	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Pocas pérdidas ✓ Reducido número de componentes ✓ Transformador de dos devanados 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Control complejo ✗ Gran tamaño del transformador ✗ Elevado rizado de corriente a la entrada ✗ Elevado rizado de corriente a la salida
Forward	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Inductancia a la salida* ✓ Reducido tamaño del transformador ✓ Bajo rizado de corriente a la salida 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Bobina extra al transformador ✗ Transformador de tres devanados ✗ Elevado número de componentes ✗ Elevado rizado de corriente a la salida
Push-Pull	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Inductancia a la salida* 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Gran dificultad de simulación ✗ Bobina extra al transformador ✗ Transformador de cuatro devanados. ✗ Elevado número de componentes

*Es una ventaja sólo en caso de conexión a red.

2.3 Tercera etapa CC/CA, puente inversor.

La función de esta etapa es conseguir a la salida del microinversor una tensión senoidal, de $220V_{\text{eficaces}}$ oscilando a 50Hz. Para conseguirlo se puede afrontar el problema con dos estrategias distintas.

-Partir de una tensión completamente continua y usar un puente con disparo PWM para conseguir transformarla en una señal alterna senoidal.

-Partir de una onda senoidal rectificada y usar un puente inversor con disparo de onda cuadrada para convertir en negativos la mitad de los pulsos positivos, consiguiendo así una onda senoidal pura.

2.3.1 Puente inversor con disparo PWM

Esta topología se basa en el desarrollo por series de Fourier de una onda periódica. Al disparar el transistor modulando el ancho del pulso, puede conseguirse una onda cuyo armónico fundamental sea el deseado, haciendo además que el resto de armónicos aparezcan a frecuencias muy elevadas, donde son fáciles de filtrar.

La técnica de disparo parte de la comparación de una onda senoidal y otra triangular; así una diagonal del puente completo se dispara cuando la senoidal es mayor que la triangular y la otra diagonal al contrario.

En la Figura 18 se muestran abajo las dos señales que se comparan para generar el disparo, y en la parte superior el resultado en rojo, con el armónico deseado en azul.

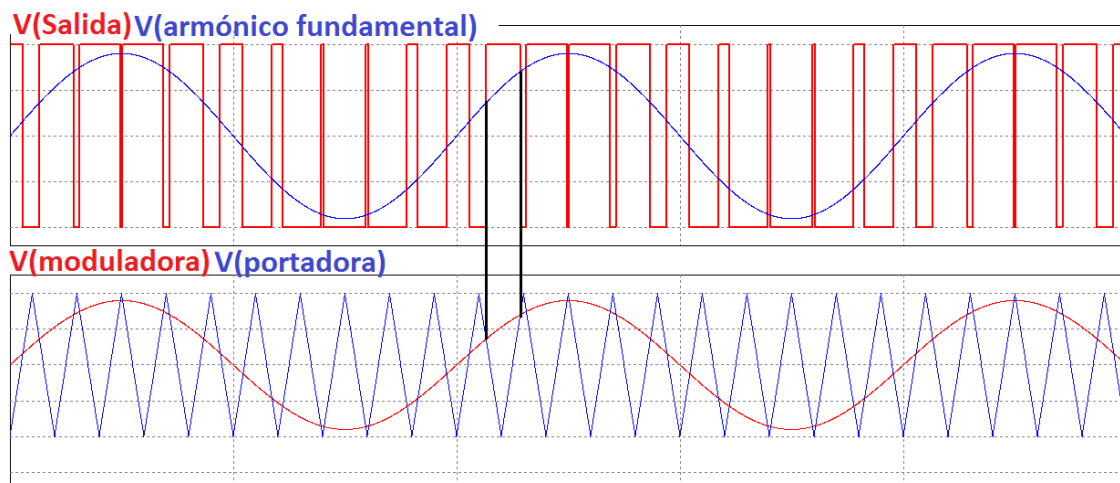


Figura 18. Formas de onda disparo PWM senoidal bipolar

En la Figura 19 se muestra el desarrollo en series de Fourier de la onda obtenida. Se puede ver que el mayor armónico es el deseado, en este caso 50 Hz, y que el resto de armónicos están desplazados a altas frecuencias, donde son fáciles de filtrar.

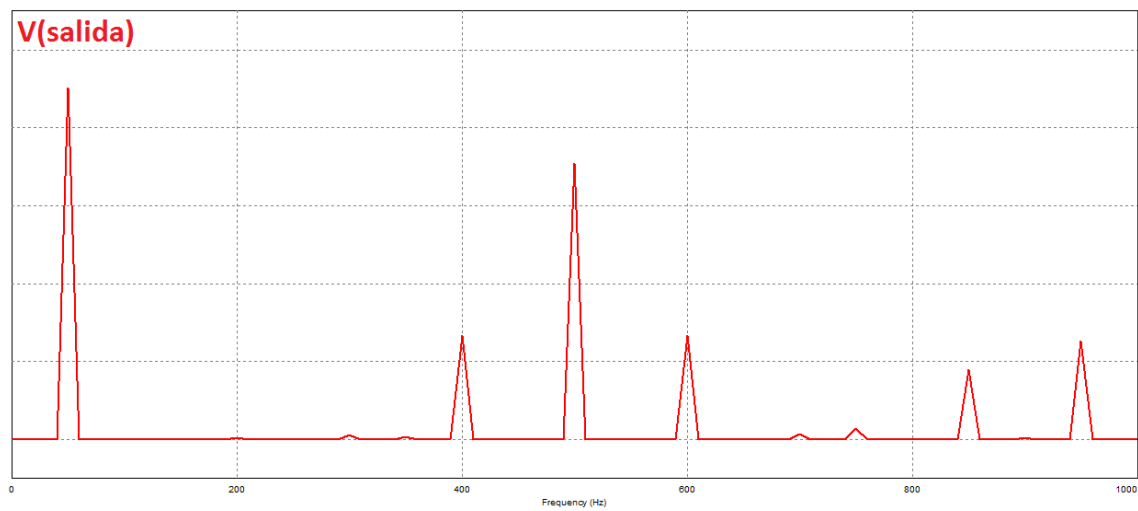


Figura 19. Desarrollo en series de Fourier de la salida con disparo PWM senoidal bipolar

2.3.2 Puente inversor con disparo por onda cuadrada

Esta topología de potencia consiste en un puente completo formado por cuatro transistores, que son disparados en cruz, primero 1 y 4, después 2 y 3, comparando para ello la tensión de red con la referencia, consiguiendo disparar unos transistores en los semiperiodos positivos y otros en los negativos (Figura 20), consiguiendo una onda senoidal a la salida (Figura 21).

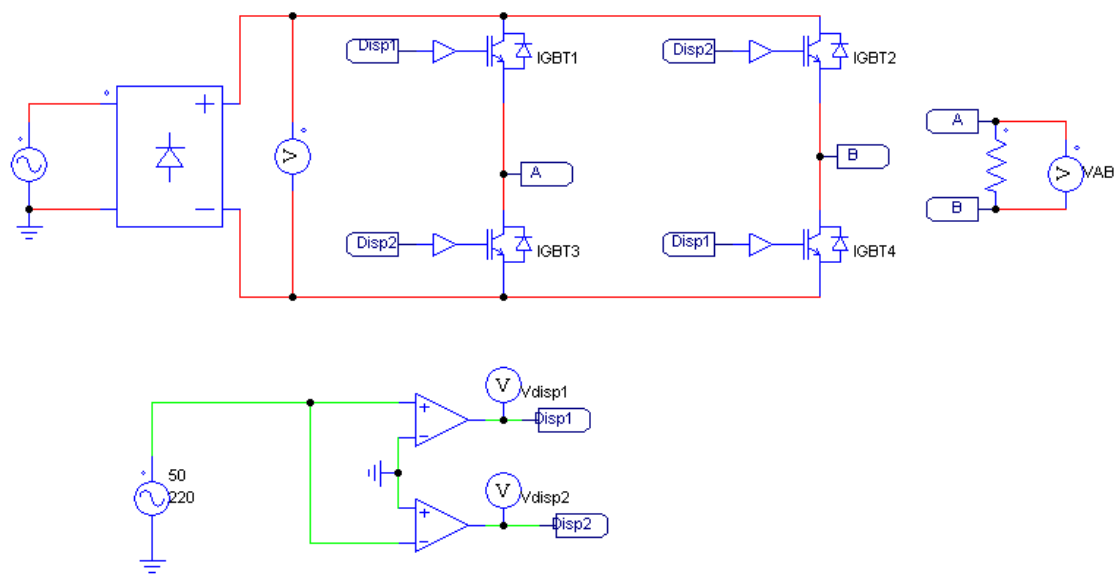


Figura 20. Inversor con control por onda cuadrada

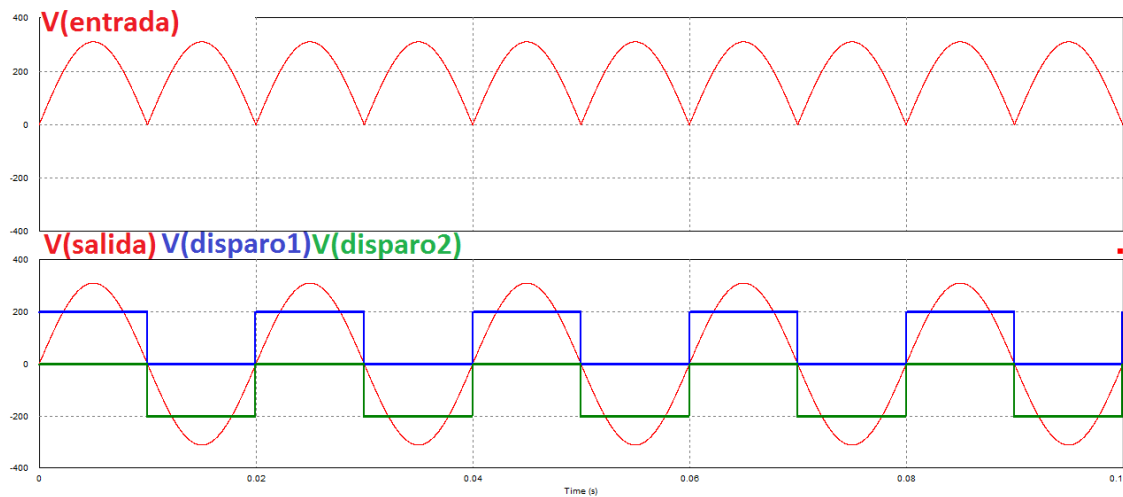


Figura 21. Formas de onda de tensión a la entrada y salida del puente inversor con disparo por onda cuadrada

2.3.3 Elección del convertidor CC/CA

La elección en este caso viene impuesta por la entrada de tensión al convertidor. Dado que se decidió que la salida de la anterior etapa fuera una senoidal rectificada, la única opción válida era el disparo por onda cuadrada, pues el disparo PWM requiere una tensión constante a la entrada de la etapa.

2.4 Conclusiones

En esta primera parte se valoraron todas las posibilidades para cada uno de los convertidores, buscando siempre reducir las pérdidas lo máximo posible.

En la primera etapa, cuya misión es doble, por un lado cargar la batería y por otro mantener la tensión del panel constante para estar siempre en su punto de máxima potencia, se optó por un convertidor reductor, pues su alternativa (reductor-elevador) presentaba mayores pérdidas y ninguna ventaja adicional.

La segunda etapa, la más compleja del circuito, tuvo un análisis mucho más profundo, y se elaboraron hojas de cálculo en Mathcad para decidir cuál de las opciones era la mejor, teniendo en cuenta las pérdidas por tres causas diferentes: pérdidas por conducción, pérdidas por conmutación y pérdidas en el transformador. Después de una comparativa entre tres topologías: flyback, forward y push-pull, se decidió que el convertidor flyback era la opción más adecuada, pues además de presentar menores pérdidas era más pequeño y necesitaba menos componentes. Valorando las posibilidades de la siguiente etapa, se decidió que la salida de este convertidor fuera una tensión senoidal rectificada, que más tarde sería desdoblada.

La decisión para esta tercera etapa quedó marcada tras fijar la tensión de salida de la anterior en una senoidal rectificada. Este tercer convertidor se encarga de desdoblar dicha tensión hasta convertirla en una senoidal completa y de filtrarla para cumplir con la normativa de inyección a red.

3 Diseño del microinversor

En este capítulo se aborda el diseño por separado de cada una de las diferentes etapas del microinversor.

3.1 Primera etapa CC/CC, convertidor Buck

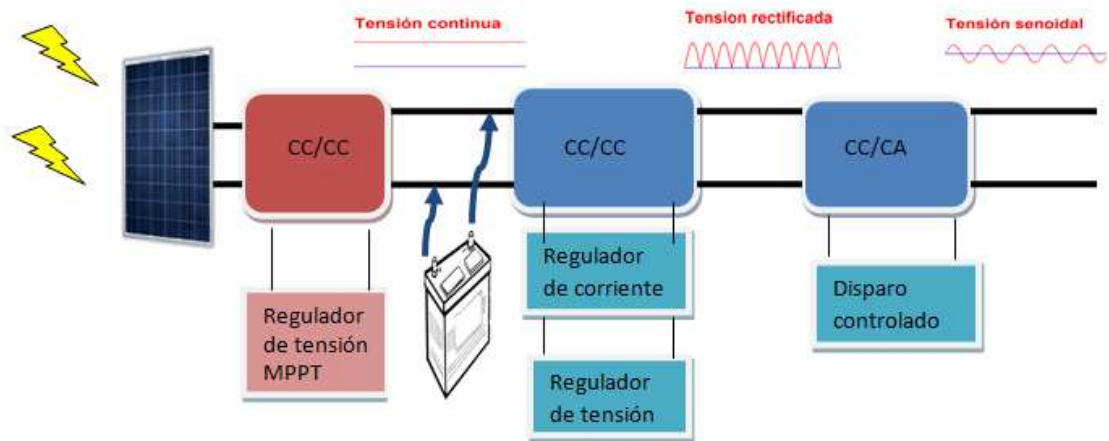


Figura 22. Esquema del microinversor con la primera etapa resaltada.

Esta primera etapa se encargará de que el panel solar funcione en su punto de máxima potencia (MPPT), cargando la batería y entregando la máxima potencia posible a la carga (Figura 22).

3.1.1 Diseño de la etapa de potencia

El convertidor Buck o reductor está formado por: una fuente, un transistor, un diodo, una inductancia y un filtro de salida (Figura 5). Se caracteriza por producir a la salida una tensión menor que la de entrada, distinguiéndose durante su funcionamiento dos estados, marcados por la conmutación del transistor: t_{on} o tiempo en el que el transistor está en conducción y t_{off} o tiempo en el que el transistor está en corte.

Durante el t_{on} (Figura 23) el transistor se encuentra en conducción y el diodo en corte, haciendo que la corriente (Figura 25) y la energía por la bobina aumenten y alimentando la carga directamente desde la fuente.

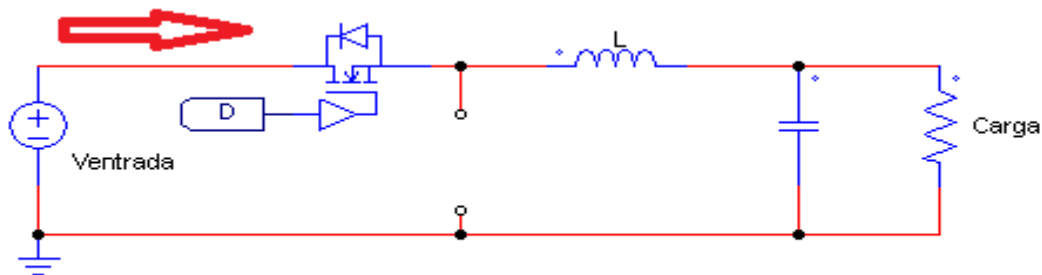


Figura 23. Reductor Ton

Durante el t_{off} (Figura 24) el transistor pasa a estar en corte y el diodo pasa a conducir, con lo que la corriente por la bobina (Figura 25) y su energía almacenada disminuyen, pues es ésta la que pasa a alimentar la carga.

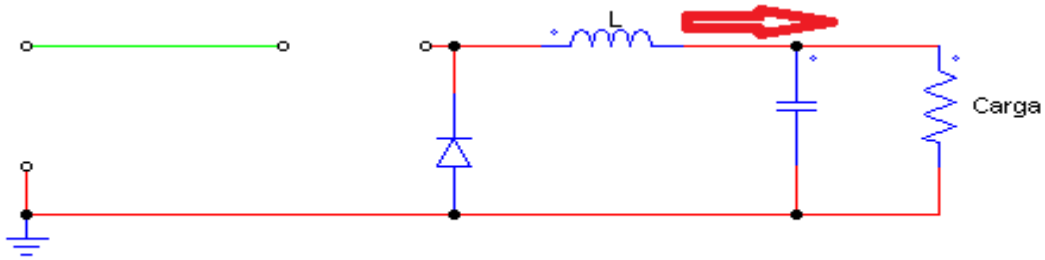


Figura 24.Reductor Toff

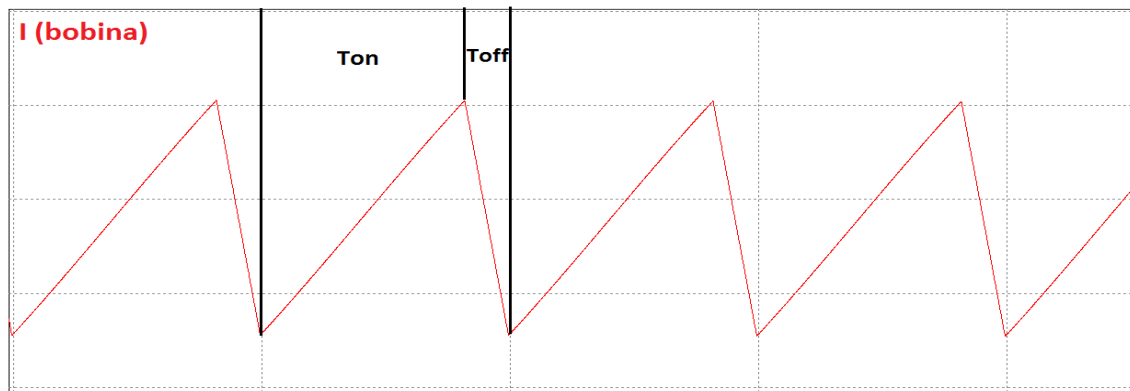


Figura 25. Corriente a través de la bobina de un convertidor Buck

La curva característica corriente-tensión de un panel solar es la que se muestra en la Figura 26.

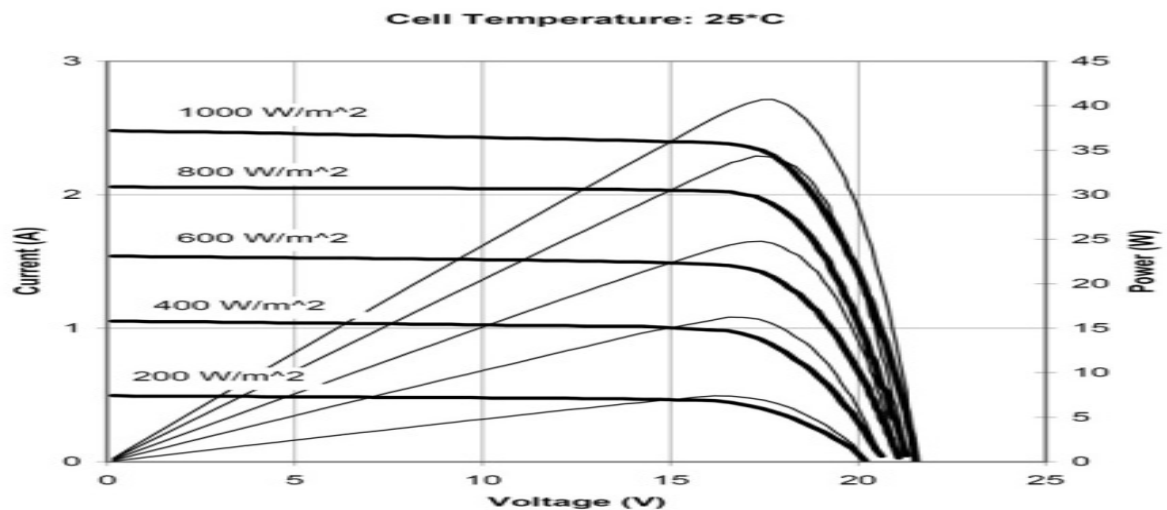


Figura 26. Curva característica corriente-tensión de un panel solar (consultada en <http://www.pddnet.com/articles/2010/04/monolithic-battery-charger-simplifies-solar-powered-designs> el 27/04/2014)

A la vista de esta curva, se puede ver que si se mantiene constante la tensión en el panel, en un valor cercano a los 17V, se está en todo momento muy cerca del punto de máxima potencia, con lo que el parámetro a controlar será V_e , modificando para ello el valor del ciclo de trabajo D .

El circuito promediado del convertidor Buck, en el que lo único que se considera es la tensión en los terminales de la inductancia, es el que se muestra en la Figura 27.

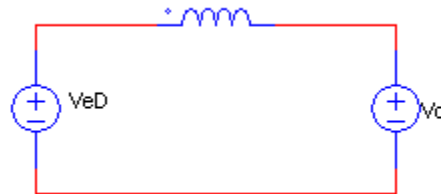


Figura 27. Modelo promediado convertidor Buck

Donde la tensión en el cátodo del diodo es $V_{\text{entrada}} * D$ y la tensión de salida es V_{salida} .

La expresión de la corriente por una bobina es:

$$V_l = L \frac{di}{dt}$$

Sustituyendo queda:

$$V_e * D - V_o = L * \frac{dI'_l}{dt}$$

Aplicando la transformada de Laplace para linealizar la ecuación y perturbando las variables, la expresión queda:

$$V_e \hat{d} + D \hat{v}_e - \hat{v}_o = L * s * \hat{i}_l$$

Dado que las magnitudes relevantes en el control son únicamente la tensión de entrada y el ciclo de trabajo, el resto se suponen constantes, por lo que sus perturbaciones se desprecian.

$$V_e \hat{d} + D \hat{v}_e = 0$$

Recolocando los términos:

$$V_e \hat{d} = -D \hat{v}_e$$

De la ecuación anterior, viendo que la relación es negativa, se desprende que la fase de dicha planta será de 180º desde el inicio, haciendo imposible su control. Para cerciorarse se realizó un análisis AC en PSIM, como se puede ver en la Figura 28.

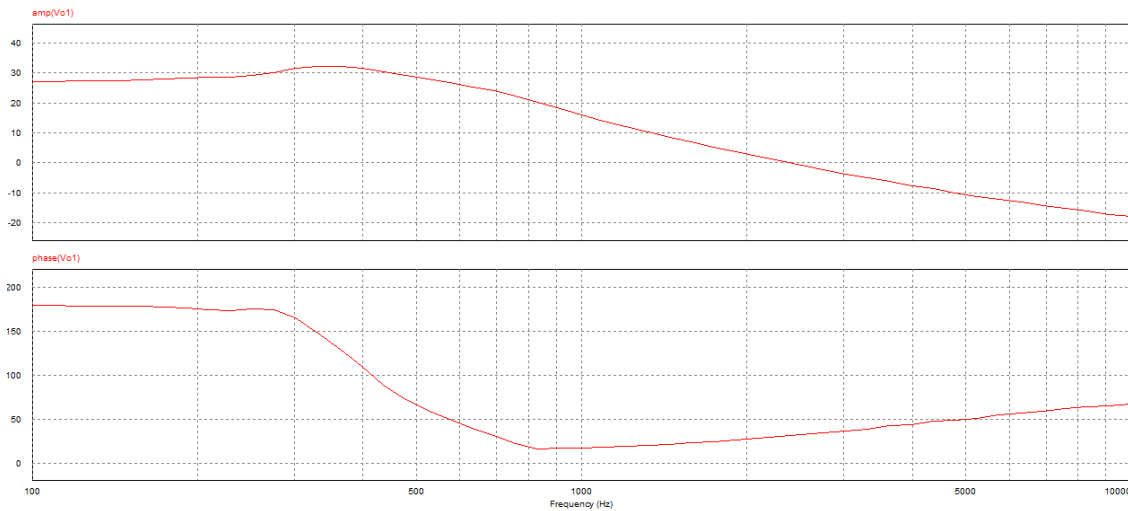


Figura 28. Diagrama de Bode de la planta (tensión de entrada en función del ciclo de trabajo) de un Buck.

Para evitar esto se pasó a analizar otra planta, usando esta vez el complementario al ciclo de trabajo D , el valor D' ($D'=1-D$), y modelando el panel solar como una fuente ideal de corriente:

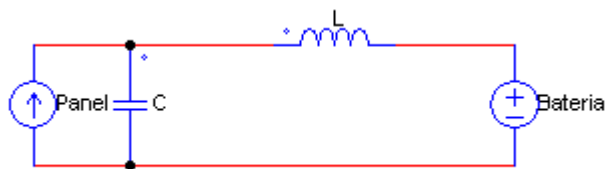


Figura 29. Modelo promediado en función de D' del convertidor Buck

Al igual que antes, la expresión de la tensión en una bobina es:

$$V_l = L \frac{di}{dt}$$

La corriente en un condensador:

$$I_c = C \frac{dv}{dt}$$

El balance de corrientes en el circuito queda:

$$i_{panel} + i_c = i_{bobina} * d$$

*Las letras minúsculas sin superíndice representan valores en pequeña señal.

Cambiando d por $(1-d')$:

$$i_{panel} + i_c = i_{bobina} * (1 - d')$$

Separando los términos:

$$i_{panel} + i_c = i_{bobina} - i_{bobina} * d'$$

Sustituyendo cada término por su expresión:

$$\frac{P_{potencia}}{v_{condensador}} - C \frac{dv}{dt} = \frac{1}{L} \int v_{bobina} - \frac{1}{L} \int v_{bobina} * d'$$

Aplicando la transformada de Laplace para evitar las derivadas:

$$\frac{P_{potencia}}{v_{condensador}} - C * s * v_c = \frac{(v_c(1 - d'))}{s * L} - \frac{(v_c(1 - d')) * D'}{s * L} - I_{bobina} * d'$$

*Donde v_c equivale a la tensión en el condensador.

Perturbando las variables en pequeña señal:

$$-\frac{P}{V_c^2} \hat{v}_c - sC \hat{v}_c = \hat{d}' \left(-I_l + \frac{D' * V_c}{s * L} - \frac{V_c}{s * L} \right) + \hat{v}_c \left(\frac{1 - D'}{s * L} - \frac{(1 - D')D'}{s * L} \right)$$

*Donde I_l representa la corriente media en la bobina.

Recolocando los términos:

$$-\hat{v}_c \left(\frac{P}{V_c^2} + sC + \frac{D'^2 - 2D' + 1}{s * L} \right) = \hat{d}' \left(-I_l + \frac{V_c}{s * L} (D' - 1) \right)$$

$$\frac{\hat{v}_c}{\hat{d}'} = \frac{\left(I_l s + \frac{V_c}{L} (1 - D') \right)}{\left(s^2 C + \frac{P}{V_c^2} s + \frac{D'^2 - 2D' + 1}{L} \right)}$$

Esta planta se simuló utilizando el software Matlab para visualizar la respuesta en frecuencia de la planta.

Después se simuló el convertidor Buck en PSIM y se realizó un análisis AC. En la Figura 30 se puede ver la comparativa entre la planta simulada y la calculada.

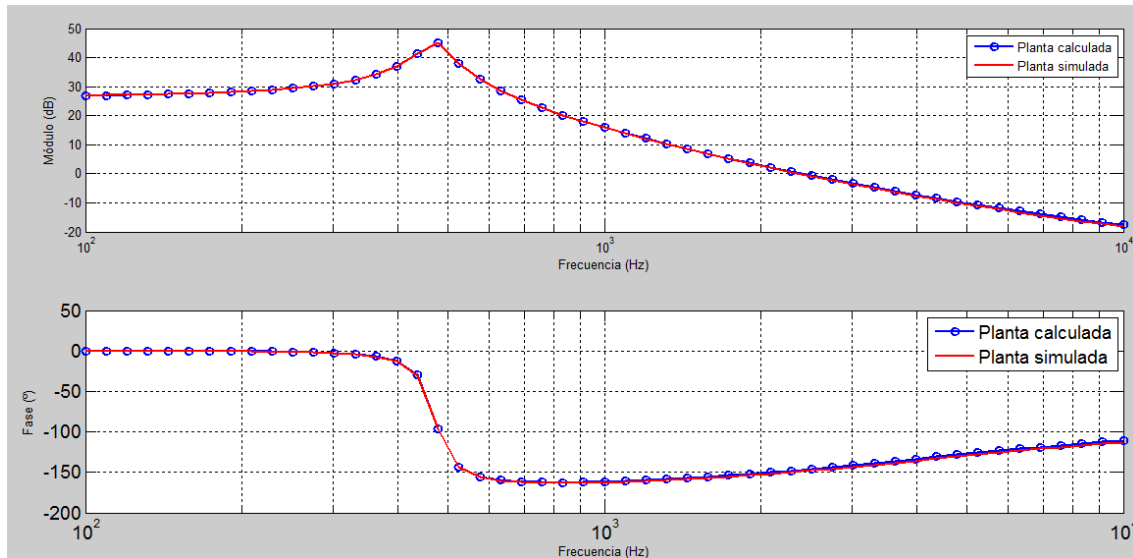


Figura 30. Platas (Ve-d') calculada y simulada de un convertidor Buck.

Como se puede ver, tras la comparativa, los cálculos quedan validados con la simulación, en la que además se ha comprobado que el panel solar, en este punto de trabajo, se puede modelar como una fuente ideal de corriente.

El único componente cuyo valor hay que decidir en este tipo de convertidor es el de la inductancia. Para decidirlo se buscará que trabaje en modo de conducción continuo independientemente de las condiciones de funcionamiento, es decir, con una tensión a la salida (batería) variable entre 12 y 14 voltios y una potencia de entre 10 y 100 vatios.

Para encontrar el valor mínimo de la inductancia que cumple tales requisitos es necesario igualar dos expresiones: la mitad de la corriente media que atraviesa dicha inductancia y su rizado de corriente, para asegurarse que la intensidad nunca llegue a cero.

Corriente media por la inductancia:

$$I_{media} = \frac{P_{otencia}}{V_o}$$

Expresión general de la tensión y corriente en una bobina:

$$V_l = L \frac{di}{dt}$$

Durante el T_{on} la tensión en la bobina es $(V_e - V_o)$

$$I_{rizado} = \frac{(V_e - V_o) * D * T}{L}$$

Igualando el rizado a la semimedia:

$$L = \frac{(V_e - V_o) * D * T * 2}{P}$$

De esta expresión se deduce que el peor caso es aquel en el que la potencia es mínima (10W) y la tensión de salida también (12V).

El valor del ciclo de trabajo D, con una tensión de 12 voltios a la salida es:

$$D = \frac{V_o}{V_e} = \frac{17.2}{12} = 0.698$$

Sustituyendo los valores en la expresión de L:

$$L = \frac{(17.2 - 12) * 0.698 * 2 * 10^{-5}}{10} = 87\mu H$$

Por tanto, con un valor de 87μH se asegura el funcionamiento en modo de conducción continuo del convertidor Buck en cualquier condición de funcionamiento.

Para proteger tanto el panel solar como la batería de picos de corriente es necesario añadir un condensador en paralelo a cada una. Por disponibilidad en el laboratorio se eligieron sendos condensadores de 1 mF.

3.1.2 Diseño del lazo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)

Únicamente se necesita controlar un parámetro por lo que bastará un único lazo de control, que se encargue de regular la tensión de entrada del convertidor.

Para controlarlo se optó por un PI modificado (Tipo 2) (Figura 31) invirtiendo la conexión del segundo comparador, para utilizar D' en lugar de D, que permite conseguir gran ganancia en el origen, reduciendo el error en régimen permanente, a la vez que filtrar el rizado a la frecuencia de conmutación.

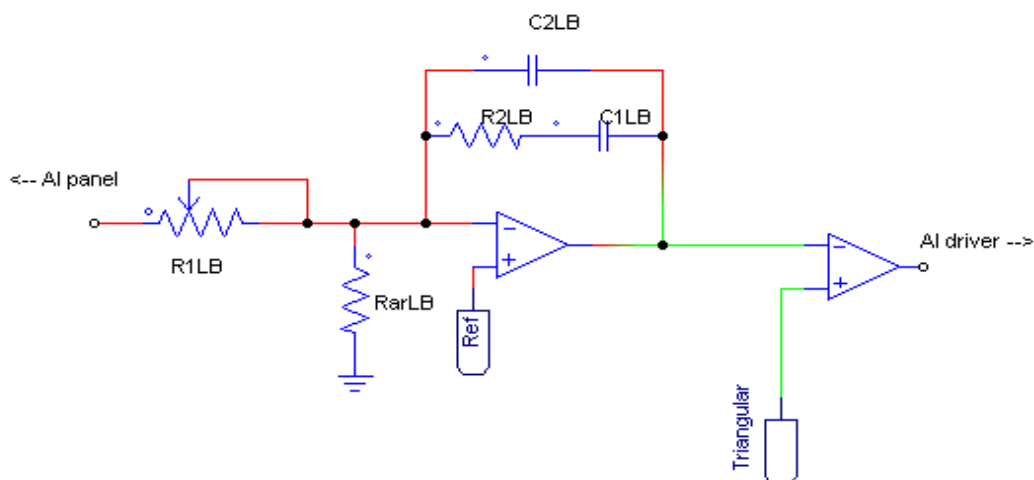


Figura 31. Lazo de control convertidor Buck.

Para obtener los valores de los componentes se empleó el software SmartCtrl, utilizando como parámetros de entrada:

-Frecuencia de corte: 500Hz*.

-Margen de fase: 40°.

-Valor de RarLB: 82KΩ.

*La poca velocidad a la que es capaz el panel de variar su tensión permite utilizar anchos de banda tan bajos.

Los valores proporcionados por el programa son:

R1LB	100KΩ
R2LB	120KΩ
RarLB	82KΩ
C1LB	15n
C2LB	68n

En las simulaciones se pudo comprobar que el lazo sigue perfectamente la tensión deseada, consiguiendo una potencia entregada por el panel muy cercana a la máxima, como se aprecia en la Figura 32, en la que se muestran en orden descendente: potencia máxima entregable por el panel, potencia real que se consigue entregar, tensión a la salida del panel..

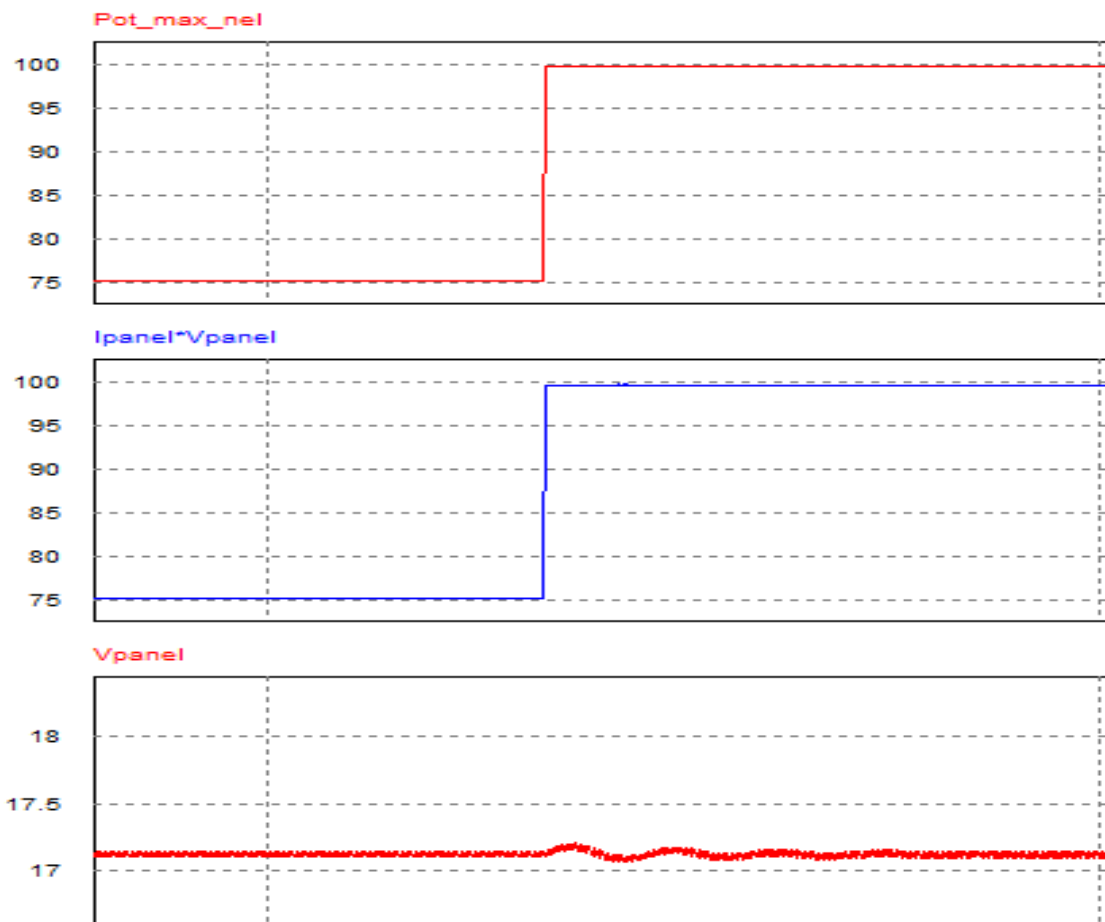


Figura 32. Potencia máxima, potencia real y tensión a la salida del panel solar.

El sensado de tensión se ha realizado a través de un divisor resistivo (Figura 33), en el que en lugar de una resistencia en R1, se ha optado por un potenciómetro, que permita controlar paneles con distintos niveles de tensión en el punto de máxima potencia.

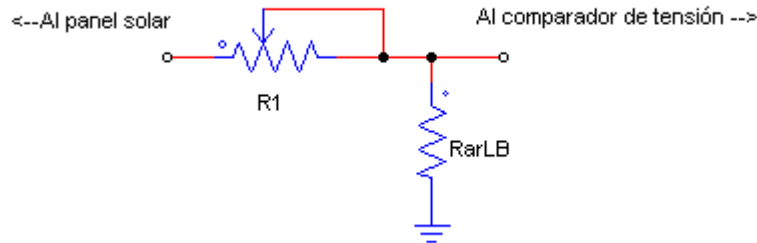


Figura 33. Divisor resistivo para el sensado de la tensión en el panel solar.

Dado que la tensión de referencia será la generada por el integrado UC3854 (su elección se explica en el capítulo 0), de 7.5V, y que se ha decidido usar una resistencia R_{ar} de 82K Ω , la resistencia necesaria en R1 se puede calcular a través de la siguiente expresión.

$$V_{panel} * \frac{R_{ar}}{R1 + R_{ar}} = 7.5V$$

Para conseguir una tensión de 17.2V, la resistencia necesaria R1 es de 100K Ω , así que se optó por utilizar un potenciómetro de 200K, que permitiera controlar paneles solares con una tensión en el punto de máxima potencia de hasta:

$$V_{panel} = 7.5V * \frac{200K + 82K}{82K} = 25.8V$$

La potencia total consumida por el divisor resistivo se puede calcular como:

$$P = \frac{17.2^2}{182K\Omega} = 1.62mW$$

Lo que permite usar resistencias de ¼ de Watio en el sensado.

3.1.3 Implementación física del lazo de control

Como ha sido necesario invertir uno de los operacionales del control, no es posible recurrir a un único circuito integrado que cumpla todas las condiciones, por lo que el lazo de control se ha montado a partir de dos amplificadores operacionales y un driver.

Ya que el circuito utiliza dos amplificadores operacionales, y más adelante necesitaremos otro para el control del puente inversor, se ha optado por el integrado TL084, que incorpora 4 amplificadores en un único encapsulado.

A esto hay que añadir el driver para disparar el MOSFET. Ya que el circuito de control lo montamos aparte, necesitamos un driver que únicamente se encargue de transformar los pulsos del circuito de control en señales con la energía suficiente para disparar el MOSFET de potencia.

Los requisitos de funcionamiento de dicho driver son principalmente dos: posibilidad de disparar un transistor en el lado de alta y capacidad de trabajar a una frecuencia de 100KHz. En este caso se ha optado por el integrado IR2110, cuyo circuito interno es el que muestra la Figura 34.

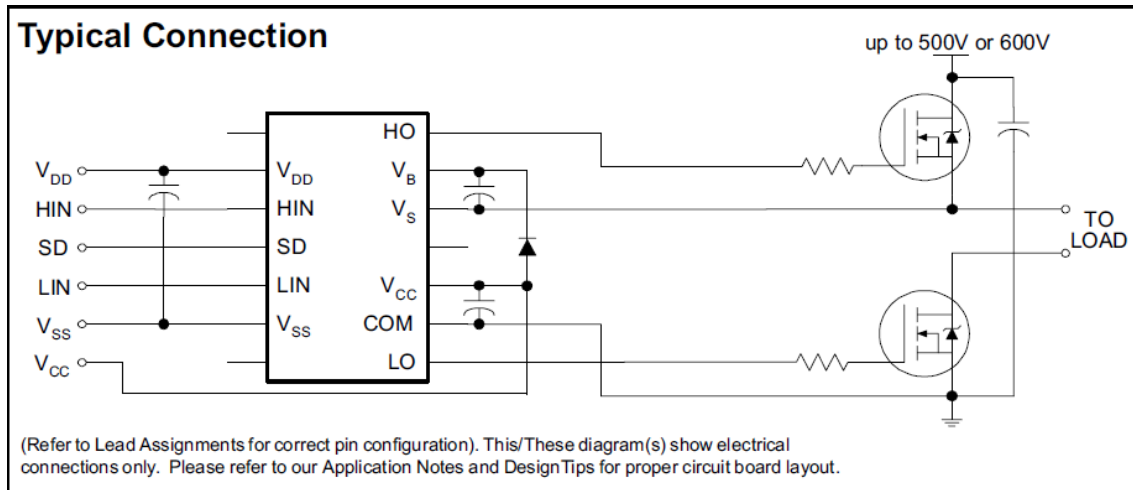


Figura 34. Conexión típica del integrado IR2110

Se ha optado por este driver por disponibilidad en el laboratorio, pese a que solo era necesario el disparo de un MOSFET, el del lado de alta. Por esa razón los pines LIN (Low side IN) y LO (Low Side Out) no se han utilizado.

Las pines utilizados han sido:

1. LO (Low side Output): Salida del driver del transistor Low side. En este caso queda desconectado.

2. COM (Masa): Este pin se conecta a tierra para igualar al resto del circuito la referencia del integrado.

3. VCC (Alimentación): Alimentación del integrado. Se conecta al terminal positivo del panel solar. Se añade un condensador cerámico de $0.1\mu\text{F}$ entre este pin y COM para filtrar posibles picos de corriente, siguiendo la recomendación del fabricante[9].

4. NC (Not Connected): Pin sin ninguna función. Queda desconectado.

5. VS (High side floating supply offset voltage): Ya que es necesario disparar un MOSFET cuya fuente no está conectada a tierra (High side) se necesita un condensador que mantenga una diferencia de potencial que permita dicho disparo. Siguiendo la recomendación del fabricante éste se conecta entre VS y VB[9].

6. VB (High side floating supply voltage): Este pin junto con VS, se encarga de generar una diferencia de potencial que permita disparar el MOSFET del lado de alta. Para ello se conecta a través de un diodo al pin de alimentación VCC.

7. HO (High side Output): Este pin transforma los pulsos de entrada en HIN en pulsos con la energía suficiente para disparar un MOSFET de potencia. Se conecta a la puerta del MOSFET.

8. NC (Not Connected): Pin sin ninguna función. Queda desconectado.

9. VDD (logic supply voltage): Referencia para la lógica interna del integrado. Se conecta a través de un condensador de $0.1\mu\text{F}$ a VSS siguiendo la recomendación del fabricante[9].

10. HIN (High side IN): Entrada del circuito de disparo del MOSFET High side. Este pin se conecta a la salida del circuito de control, que dará los pulsos para el control del transistor.

11. SD (ShutDown): Apagado del circuito integrado. En este caso se deja conectado a tierra para desactivar la función de ShutDown.

12. LIN (Low Side Input): Entrada del circuito de disparo del MOSFET Low side. En este caso queda desconectado.

13. VSS (logic supply offset voltage): Masa para la lógica interna del integrado. Se conecta a COM para igualar todas las masas del circuito.

14. NC (Not Connected): Pin sin ninguna función. Queda desconectado.

3.2 Segunda etapa CC/CC, convertidor flyback:

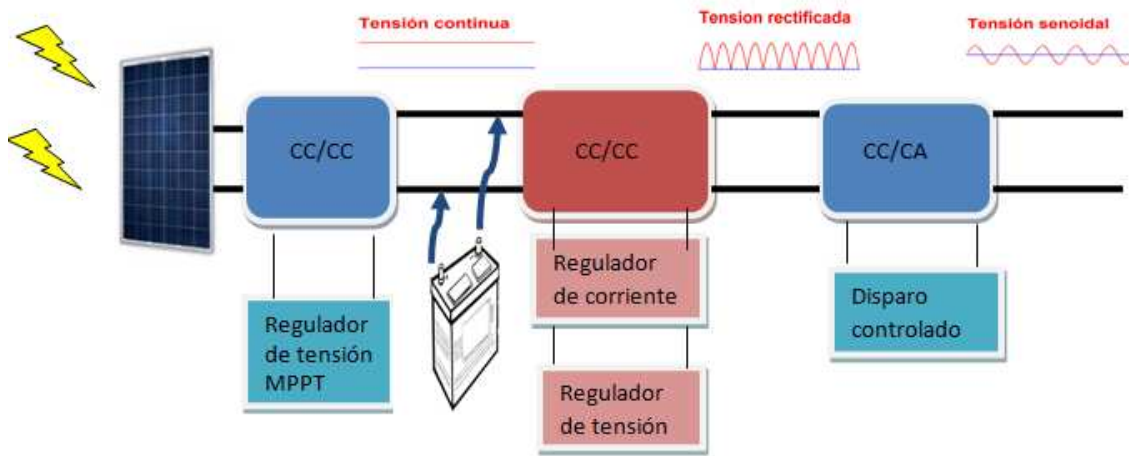


Figura 35. Esquema del microinversor con la segunda etapa resaltada.

Lo que se intenta conseguir con esta etapa es una corriente sinusoidal rectificada, a frecuencia doble de la de red, para enviarla al inversor, que la convertirá en una senoidal pura a la frecuencia deseada (Figura 35).

3.2.1 Diseño de la etapa de potencia

El convertidor flyback (Figura 12) está compuesto por: un transistor, un transformador de dos devanados y un diodo, además del filtro de salida. Deriva del convertidor elevador sin aislamiento galvánico y durante su funcionamiento pueden distinguirse dos estados, marcados por la conmutación del transistor: t_{on} o tiempo en el que el transistor está en conducción y t_{off} o tiempo en el que el transistor está en corte.

A diferencia del convertidor anterior, en el que era necesario incluir una bobina física que almacenara energía durante las conmutaciones, en este caso se aprovecha la inductancia magnetizante propia del transformador.

Durante el t_{on} (Figura 36) el transistor se encuentra en conducción y el diodo en corte, con lo que la tensión en la carga se mantiene gracias a la energía almacenada en el condensador y la fuente transfiere su energía al transformador.

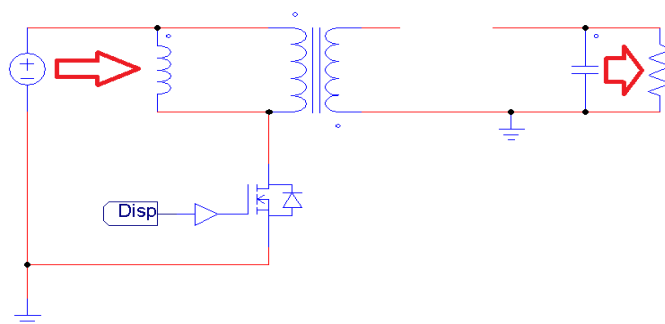


Figura 36. Transferencias de energía durante el t_{on} en un convertidor flyback.

Durante el t_{off} el transistor pasa a estar en corte y el diodo pasa a conducir, con lo que la energía que se almacenó en el transformador en la etapa anterior se transfiere ahora a la carga. Durante este tiempo la fuente no entrega ninguna potencia.

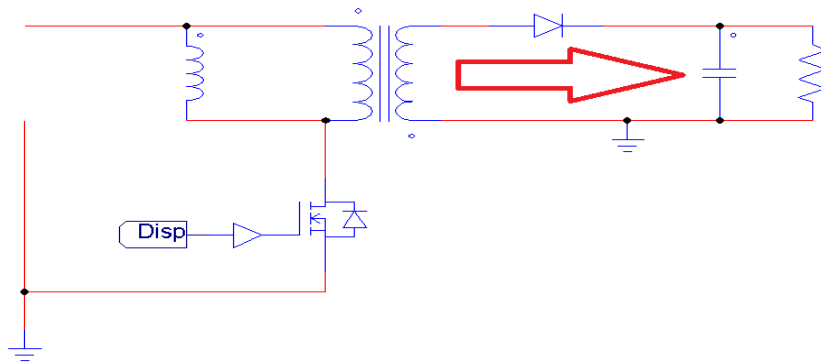


Figura 37. Transferencias de energía durante el t_{off} en un convertidor flyback.

En este caso queremos que la corriente de salida sea una senoidal rectificada, así que la planta a controlar será corriente por el diodo en función del ciclo de trabajo.

Para conseguir esto modelamos el convertidor en modo corriente promediada (Figura 38).

Sustituimos el Diodo y el primario del transformador por fuentes de corriente:

$$i_{Np} = i_{lm}(1 - d)$$

$$i_{Diodo} = i_{lm}(1 - d) \frac{N_p}{N_s}$$

Sustituimos el MOSFET y el secundario del transformador por fuentes de tensión:

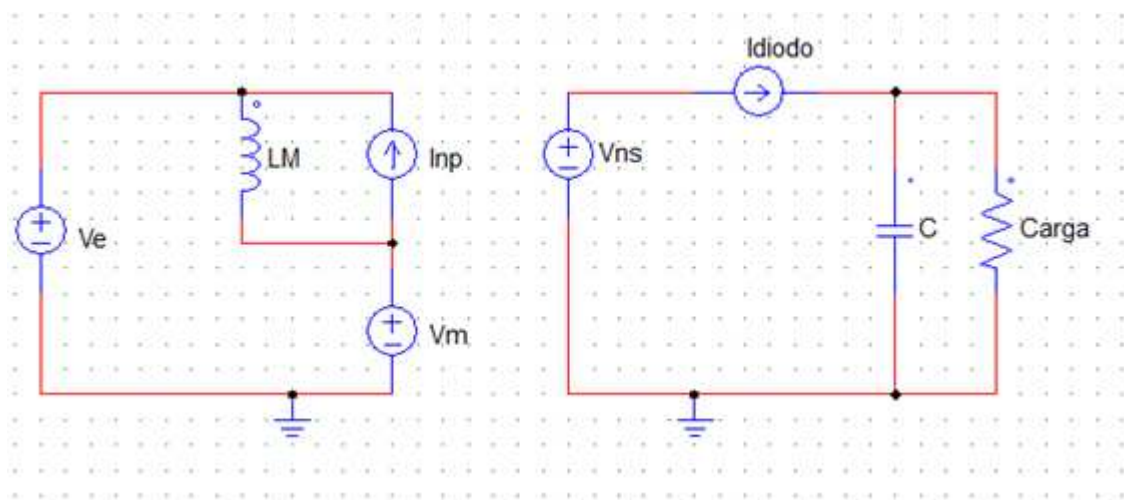


Figura 38. Modelo promediado convertidor flyback.

* N_p y N_s se refieren al número de espiras en los devanados primario y secundario del transformador respectivamente.

$$V_M = (V_e + V_o \frac{N_p}{N_s})(1 - d)$$

$$V_{ns} = V_o(1 - d) + V_e \frac{N_s}{N_p} d$$

Una vez obtenido el modelo promediado, pasamos al modelo en pequeña señal (Figura 39), para lo cual linealizamos y perturbamos las fuentes dependientes de tensión y corriente.

Linealizando:

$$\hat{i}_{diodo} = \frac{\partial i_{diodo}}{\partial d} \hat{d} + \frac{\partial i_{diodo}}{\partial i_{lm}} \hat{i}_{lm} = \underbrace{-I_{lm} \frac{N_p}{N_s}}_1 \hat{d} + \underbrace{(1 - D) \frac{N_p}{N_s}}_2 \hat{i}_{lm}$$

$$\hat{V}_{Ns} = \frac{\partial V_{Ns}}{\partial V_o} \hat{V}_o + \frac{\partial V_{Ns}}{\partial V_e} \hat{V}_e + \frac{\partial V_{Ns}}{\partial \hat{d}} \hat{d} = \underbrace{(1 - D) \hat{V}_o}_3 - \underbrace{D \frac{N_s}{N_p} \hat{V}_e}_4 - \underbrace{(V_o + V_e \frac{N_s}{N_p}) \hat{d}}_5$$

$$\hat{i}_{Np} = \frac{\partial i_{Np}}{\partial d} \hat{d} + \frac{\partial i_{Np}}{\partial i_{lm}} \hat{i}_{lm} = \underbrace{-I_{lm} \hat{d}}_6 + \underbrace{(1 - D) \hat{i}_{lm}}_7$$

$$\hat{V}_M = \frac{\partial V_M}{\partial d} \hat{d} + \frac{\partial V_M}{\partial V_e} \hat{V}_e + \frac{\partial V_M}{\partial V_o} \hat{V}_o = \underbrace{\frac{N_p}{N_s} (1 - D) \hat{V}_o}_8 + \underbrace{(1 - D) \hat{V}_e}_9 - \underbrace{(V_e + V_o \frac{N_p}{N_s}) \hat{d}}_{10}$$

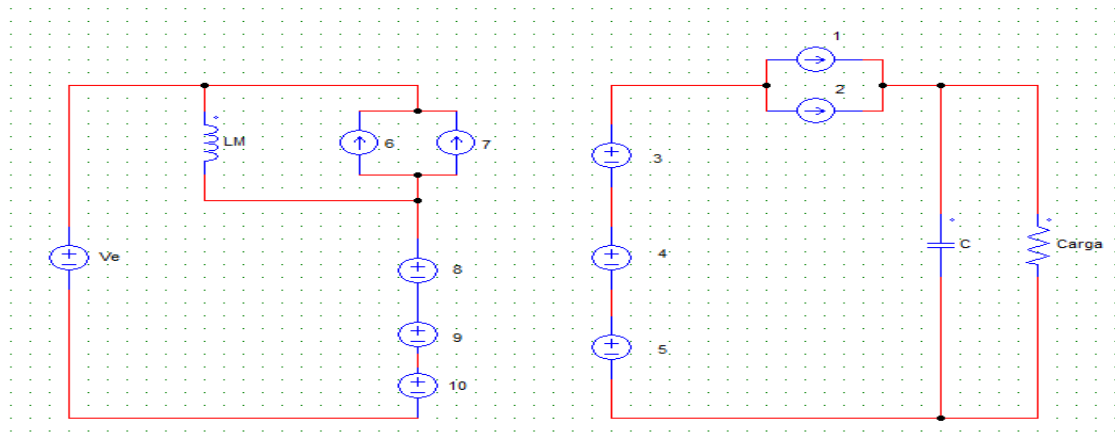


Figura 39. Modelo en pequeña señal del convertidor flyback

$$\begin{aligned}\frac{\partial i_{lm}}{\partial t} &= \frac{1}{L} \frac{\partial v_{lm}}{\partial t} = \frac{1}{L} \left[\frac{\partial V_{lm}}{V_e} * \hat{v}_e + \frac{\partial V_{lm}}{V_o} * \hat{v}_o + \frac{\partial V_{lm}}{V_d} * \hat{d} \right] \\ &= \frac{1}{L} \left[D * \hat{v}_e + (1-D) \frac{N_p}{N_s} * \hat{v}_o + \left(V_e - V_o \frac{N_p}{N_s} \right) * \hat{d} \right]\end{aligned}$$

$$v_{lm} = L * \frac{di_{lm}}{dt}$$

$$\frac{di_{lm}}{dt} = \frac{v_{lm}}{L}$$

$$v_{lm} = v_e * d - v_o \frac{N_p}{N_s} (1-d)$$

Ya que la expresión de la corriente contiene una derivada, se aplica la transformada de Laplace para linealizarla:

$$\hat{i}_{lm(s)} = \frac{1}{L * s} \left[D * \hat{v}_{e(s)} + (1-D) \frac{N_p}{N_s} * \hat{v}_{o(s)} + \left(V_e - V_o \frac{N_p}{N_s} \right) * \hat{d}_{(s)} \right]$$

Como la fuente de corriente \hat{i}_{Np} y las fuentes de tensión V_M y V_{ns} no afectan a los cálculos, en adelante no se incluyen.

$$\hat{i}_{diodo} = \frac{\partial i_{diodo}}{\partial d} \hat{d} + \frac{\partial i_{diodo}}{\partial i_{lm}} \hat{i}_{lm} = -I_{lm} \frac{N_p}{N_s} \hat{d} + (1-D) \frac{N_p}{N_s} \hat{i}_{lm}$$

$$V_{lm} = V_e * d - V_o \frac{N_p}{N_s} (1-D)$$

$$\begin{aligned}\hat{i}_{diodo(s)} &= \left[\frac{(1-D) * D * N_p}{L * s * N_s} \right] * \hat{v}_{e(s)} - \left[\frac{1}{L * s} \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 (1-D)^2 \right] * \hat{v}_{o(s)} \\ &\quad + \left[- \left(\frac{P}{V_e} + \frac{P * N_s}{V_o * N_p} \right) * \frac{N_p}{N_s} + \frac{(1-D) * N_p}{L * s * N_s} \left(V_e + V_o \frac{N_p}{N_s} \right) \right] * \hat{d}_{(s)}\end{aligned}$$

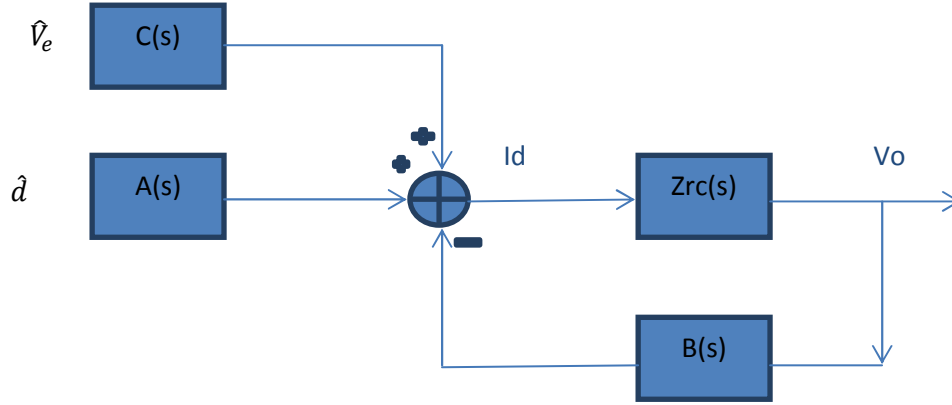
A partir de las expresiones anteriores se obtienen los bloques del sistema.

$$A_{(s)} = \left[- \left(\frac{P}{V_e} + \frac{P * N_s}{V_o * N_p} \right) \frac{N_p}{N_s} + \frac{(1-D) * N_p}{L * s * N_s} \left(V_e + V_o \frac{N_p}{N_s} \right) \right]$$

$$B_{(s)} = \left[\frac{1}{L * s} \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 (1-D)^2 \right]$$

$$C_{(s)} = \left[\frac{(1-D) * D * N_p}{L * s * N_s} \right]$$

$$Z_{RC(s)} = \frac{R}{1 + RCs}$$



Del diagrama de bloques se obtienen las funciones de transferencia.

$$G_{vd(s)} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{A(s)Z_{RC}(s)}{1 + B(s)Z_{RC}(s)}$$

$$G_{id(s)} = \frac{\hat{i}_{diodo}}{\hat{d}} = \frac{A(s)}{1 + B(s)Z_{RC}(s)}$$

$$G_{vg(s)} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_e} = \frac{C(s)Z_{RC}(s)}{1 + B(s)Z_{RC}(s)}$$

$$G_{io(s)} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = \frac{1}{B} // Z_{RC}$$

En nuestro caso, se quiere controlar la corriente de salida modificando el ciclo de trabajo, así que la función de transferencia que determina la planta del sistema será G_{id} , cuyo diagrama de bode se muestra en los apartados siguientes.

El único componente cuyo valor hay que decidir en esta etapa es la inductancia magnetizante propia del transformador. Dicho valor se decidió empíricamente, mediante pruebas de simulación, valorando el rizado que producía cada valor y el margen de tensiones salida-entrada admisibles que presentaba.

Al final se optó por un valor de $1\mu\text{H}$ en la inductancia magnetizante referida al primario.

El valor del condensador del filtro de salida de esta etapa se obtuvo de manera empírica, y depende en todo caso de la inductancia de salida que presente la red eléctrica. Para el valor simulado (inductancia de 2mH) el condensador es de $1.25\mu\text{F}$.

3.2.2 Diseño del lazo interno de control en modo corriente promediada.

En la Figura 40 se muestra la comparativa entre la planta calculada en Matlab según los cálculos realizados en el apartado anterior y la planta simulada en PSIM utilizando el modelo promediado del convertidor.

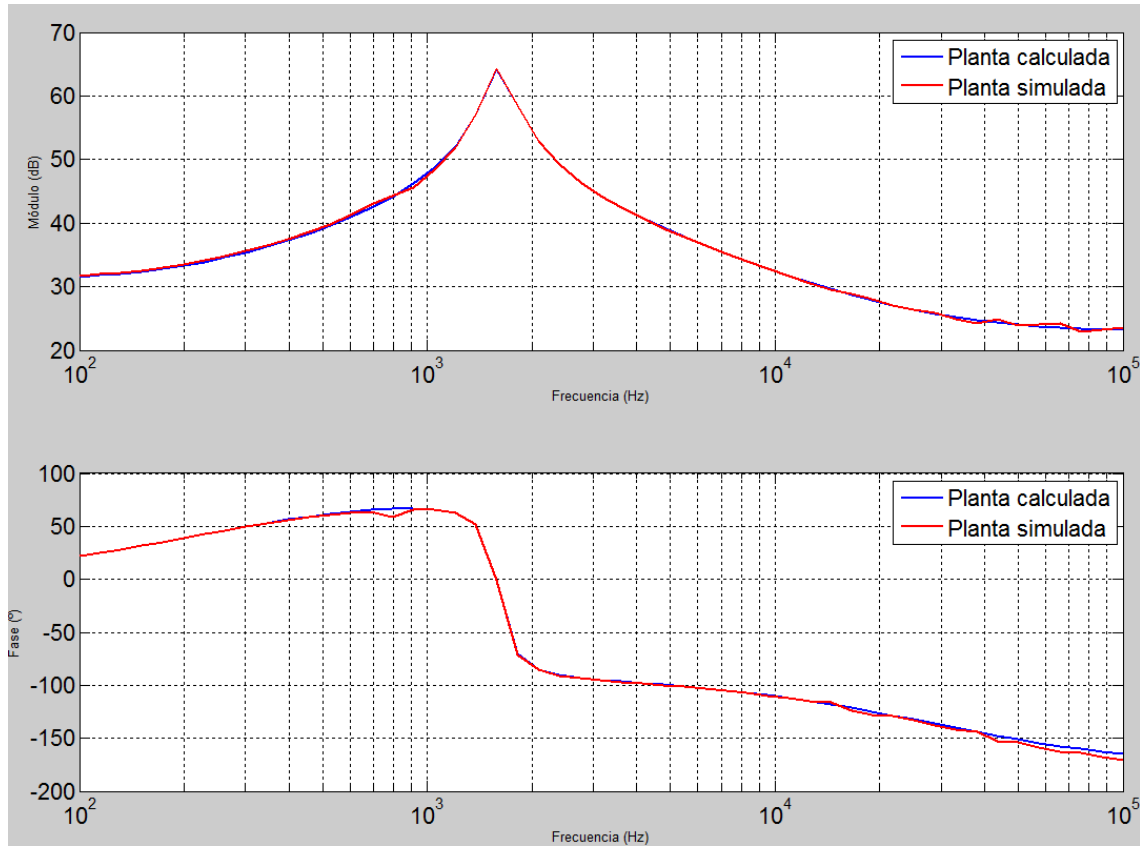


Figura 40. Comparativa de las plantas (Id-d) simulada frente a la calculada en un convertidor flyback.

Esta comparativa valida los cálculos realizados, pues ambas plantas coinciden prácticamente a la perfección.

El lazo de control en modo corriente tiene que cumplir dos condiciones: tener una frecuencia de corte lo suficientemente menor que la de conmutación del transistor para filtrar el rizado producido por éste (100 KHz), y tener una frecuencia lo suficientemente alta para responder rápidamente a los cambios en la tensión tras el puente rectificador (100 Hz).

En nuestro diseño el ancho de banda elegido para el lazo interno de corriente es de 4 KHz.

Tras ver el diagrama, se presentan tres necesidades:

- Incluir un polo a baja frecuencia, para cumplir con la condición de bajo error (gran ganancia a baja frecuencia) en régimen permanente.
- Incluir un cero a frecuencias medias para elevar la fase y conseguir estabilidad incondicional (Margen de fase de al menos 45°)

-Polo a frecuencias altas para conseguir filtrar del rizado provocado por la conmutación del transistor a 100KHz.

Para cumplir los tres requisitos se estimó que lo más recomendable era un regulador tipo 2, cuya implementación electrónica es la mostrada en la Figura 41:

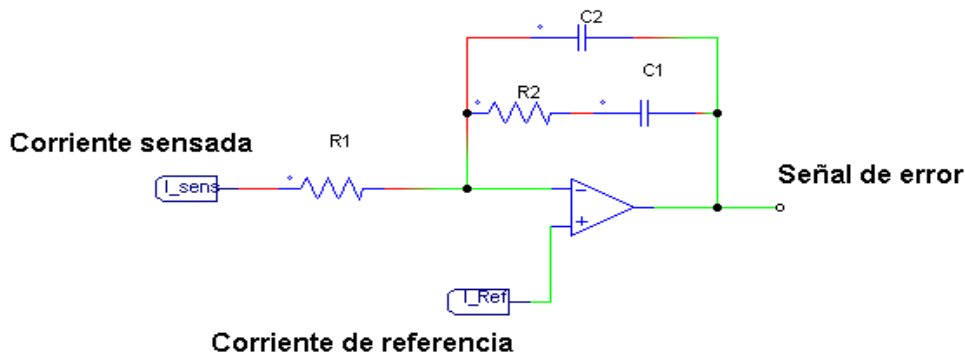


Figura 41. Implementación física de un regulador tipo II

Los valores del regulador se obtuvieron utilizando el programa SmartCtrl, introduciendo como parámetros de entrada:

-Frecuencia de corte: 4KHz.

-Margen de fase: 90°.

- $R1$: 10K Ω

Con estos datos, los valores proporcionados por el programa fueron:

$R1$	10K Ω
$R2$	1.8M Ω
$C1$	22pF
$C2$	680pF

Para realizar el sensado de corriente, ya que la corriente es pequeña y las diferencias de potencial grandes, se ha optado por una resistencia. La corriente que atraviese dicha resistencia producirá una caída de tensión proporcional, que es sensada y leída por el lazo de control.

Para conseguir que la corriente tenga una forma senoidal rectificada, es necesaria una referencia con la misma forma. Dado que el sistema va a estar conectado a la red, la opción escogida ha sido rectificar la tensión de red con un puente de diodos, y reducir su valor a través de un divisor resistivo (Figura 42), para generar dicha referencia (Figura 43).

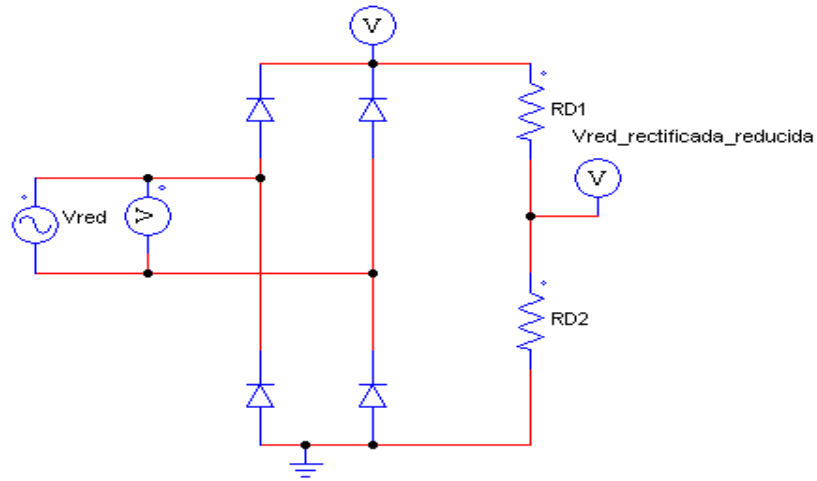


Figura 42. Circuito generador de corriente de referencia

Dado que se necesita un valor de $23V_{pico}$ (este valor se obtuvo mediante simulación del modelo del integrado UC3854 implementado en PSIM) en la referencia de corriente, los valores del divisor resistivo, fijando RD1 en $200K\Omega$ escogidos son:

$$311 * \frac{RD2}{200K + RD2} = 23$$

$$RD2 = 16K$$

Con dichos valores, el consumo de potencia en el sensor es:

$$\frac{220^2}{216K\Omega} = 0.224W$$

Lo que permite utilizar resistencias de $\frac{1}{4}$ de Watio en el sensor.

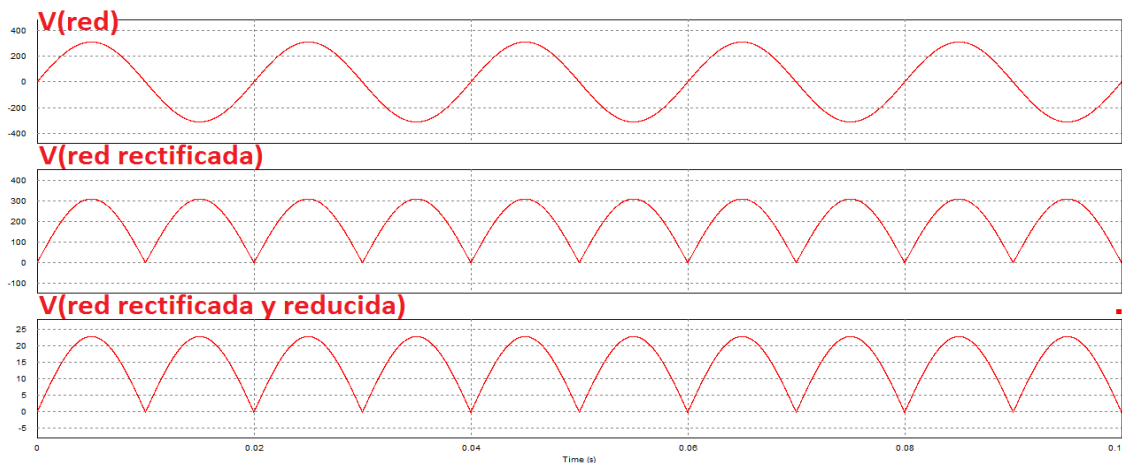


Figura 43. Formas de onda de la corriente de referencia

3.2.3 Diseño del lazo externo de tensión

El microinversor puede funcionar de dos formas distintas, bien para inyectar potencia a la red, en cuyo caso la tensión de salida está fijada, o bien para alimentar una carga, para lo cual necesitamos un lazo de control adicional, que se encargue de que la tensión en dicha carga sea una senoidal con 311 Voltios de pico.

La función de transferencia tensión de salida en función de corriente de salida tanto en módulo como en fase se ha obtenido utilizando el modelado implementado en el software SmarCtrl de un convertidor flyback con doble lazo de control, y se muestra en la Figura 44.

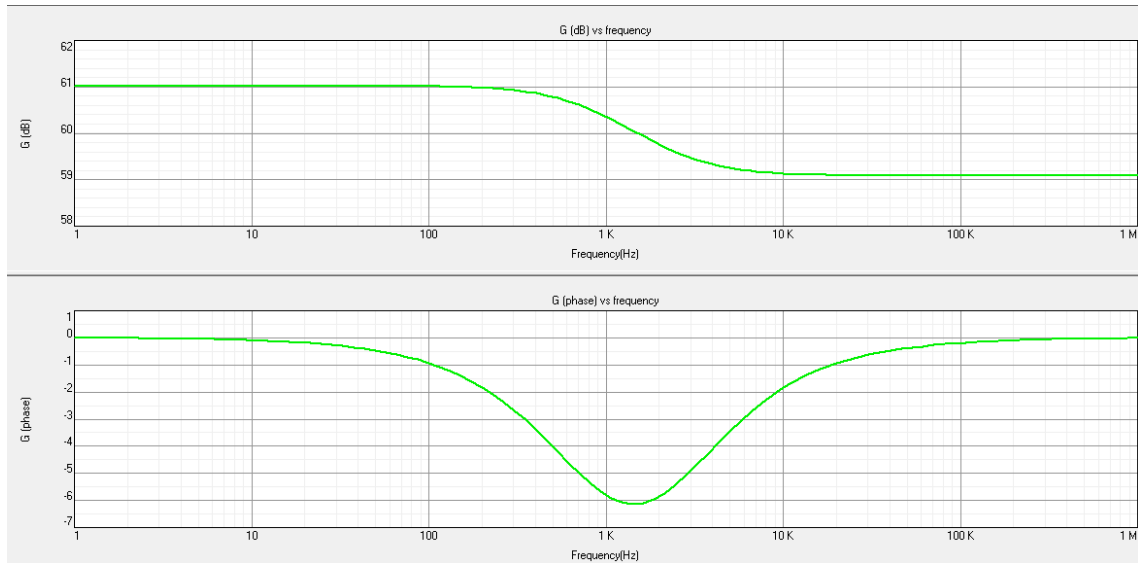


Figura 44. Diagrama de Bode de la función de transferencia Tensión de salida-Corriente de salida del convertidor flyback

La representación electrónica del lazo utilizado es la que se muestra en la Figura 45.

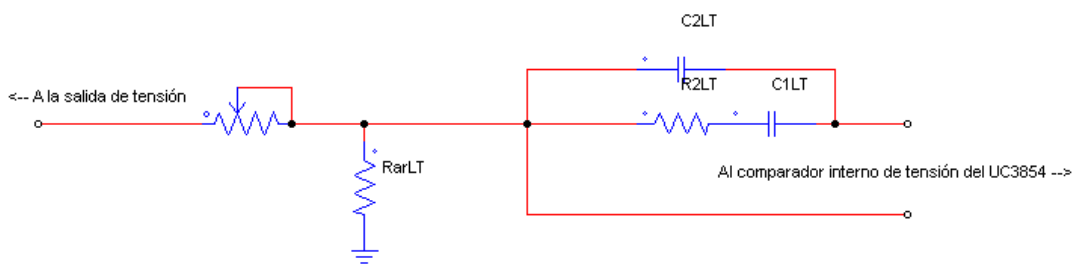


Figura 45. Lazo de control en modo tensión del convertidor Flyback.

Para implementar el lazo de control se utilizó el Software SmartCtrl, introduciendo como parámetros de entrada:

- Frecuencia de corte: 50 Hz.
- Margen de fase: 91°.
- Resistencia Rar: 10KΩ.

Con estos datos, los valores proporcionados por el programa fueron.

POT	300KΩ
RarLT	10kΩ
R2LT	2.2KΩ
C1LT	1.5uF
C2LT	12uF

Dado que la referencia para el lazo de tensión viene impuesta por el integrado escogido (UC2854) a 7.5V, al realizar el sensado de tensión es necesario leer una señal que tenga valor de continua, por lo que no se puede sensar directamente la salida senoidal del sistema. Para conseguir que la señal tenga un valor de continua, se ha utilizado un puente rectificador de diodos, seguido de un divisor resistivo que se encargue de ajustar el valor necesario para ajustarse a la referencia (Figura 46). El divisor resistivo se ha implementado con un potenciómetro en caso de que la tensión deseada no sea de 220V_{eficaz}.

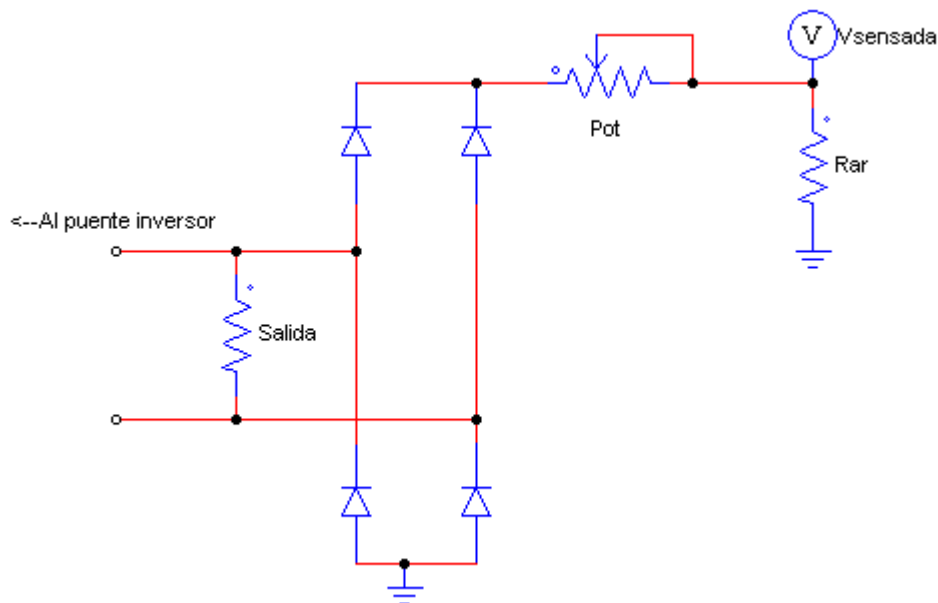


Figura 46. Sensado de la tensión de salida

Los valores del divisor resistivo se escogen para permitir el margen de tensión deseado. Teniendo en cuenta que el valor medio de una tensión senoidal rectificada se puede calcular como:

$$V_{medio} = V_{pico} * \frac{2}{\pi}$$

Y que las dos tensiones consideradas son la europea ($311V_{pico}$) y la americana ($170V_{pico}$), los valores medios son:

$$311 * \frac{2}{\pi} = 198V$$

$$170 * \frac{2}{\pi} = 108V$$

Eligiendo un valor de $10K\Omega$ en la resistencia R_{ar} para reducir el consumo de potencia y una tensión de referencia proporcionada por el UC3854 de $7.5V$, los valores necesarios en el potenciómetro son:

$$V_{media} * \frac{R_{ar}}{R_{ar} + R_{pot}} = V_{ref}$$

$$198 * \frac{10K}{10K + R_{pot}} = 7.5V$$

$$R_{pot} = 254K\Omega$$

$$108 * \frac{10K}{10K + R_{pot}} = 7.5V$$

$$R_{pot} = 134K\Omega$$

En base a estos valores se ha escogido un potenciómetro de $300 k\Omega$, que permite unos valores de tensión a la salida de entre $0V$ y $362 V_{pico}$.

$$7.5 * \frac{10K + 300K}{10K} = 232V_{medio}$$

$$232 * \frac{\pi}{2} = 362V_{pico}$$

El consumo de potencia máximo en las resistencias del divisor es:

$$\frac{220^2}{264K\Omega} = 0.183W$$

Lo que permite utilizar resistencia de $\frac{1}{4}$ de Watio en el montaje.

3.2.4 Diseño del lazo de control para conexión a red

En el caso de que el microinversor se utilice para inyectar potencia en la red eléctrica, no es necesario controlar la tensión de salida, pues está fijada por la propia red, en su lugar, debe fijarse el valor de corriente deseado para inyectar la máxima potencia posible.

Dado que este sistema está orientado a una aplicación con balance neto [capítulo 1.3], se intenta en todo momento entregar el máximo de potencia posible, aunque eso implique descargar la batería, pues cada Watio inyectado quedará compensado por la compañía eléctrica en las horas de sombra.

Esto permite prescindir de uno de los lazos de control y ajustar simplemente el valor de la referencia del lazo interno de corriente a la intensidad que produzca 100W con 220V_{ef}, según la expresión:

$$I_{ef} = \frac{P}{V_{ef}} = \frac{100}{220} = 0.454545 \text{ A}$$

O lo que es lo mismo, un valor de pico de:

$$I_{pico} = I_{ef} * \sqrt{2} = 0.6428 \text{ A}$$

Dado que el uc3854 internamente incorpora un multiplicador y un divisor, y que el valor de estos quedó fijado para el caso de alimentar una carga resistiva, se ha optado por “puentear” el valor del comparador de tensión, que también aparece multiplicando en la expresión.

$$I_{referencia} = \frac{V_{multiplicador}}{V_{divisor}^2} * (V_{comparador} - 1)$$

Esta expresión deriva del modelado utilizado en PSIM de la circuitería interna del integrado UC3854, que se muestra en la Figura 47.

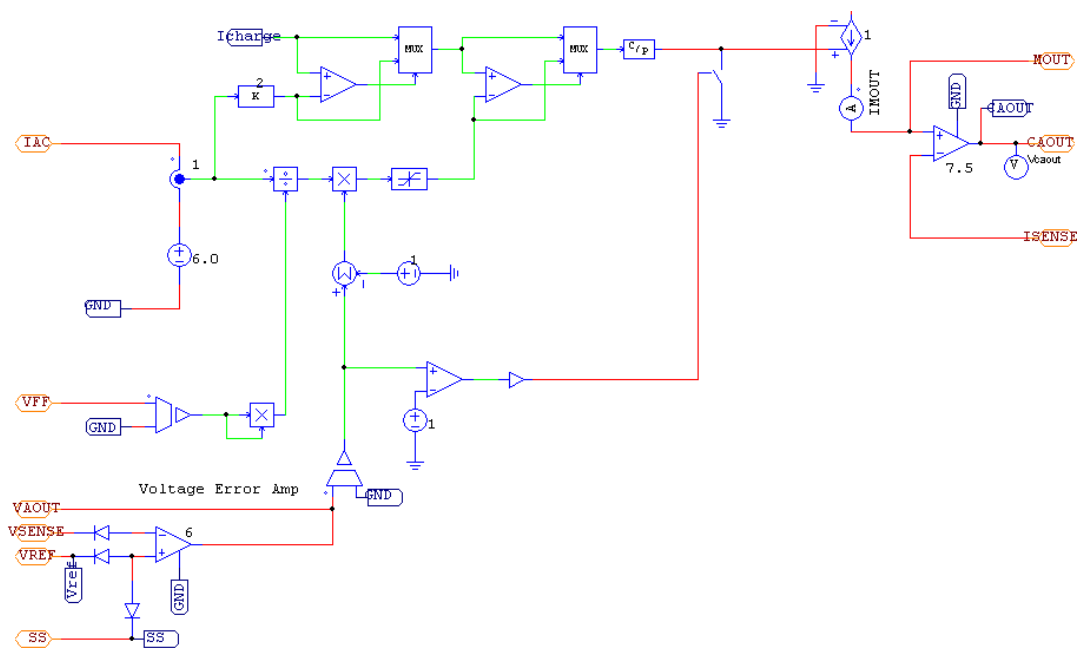


Figura 47. Modelado en PSIM del circuito interno del integrado UC3854

Dado que la ganancia del sensado de corriente es 10^5 y que para conseguir 100W se necesita una corriente de 0.6248 A de pico, el valor de la corriente de referencia será de $0.6248 * 10^{-5}$ A.

El valor de la tensión a inyectar en el comparador debe ser de:

$$0.6248 * 10^{-5} = \frac{0.00025}{7.5^2} * (V_{comparador} - 1)$$

Despejando el valor:

$$V_{comparador} = 0.6248 * 10^{-5} * \frac{7.5^2}{0.00025} + 1 = 2.426V$$

Para obtener este valor se utilizó un nuevo divisor resistivo conectado a la referencia de 7.5V del UC3854.

Eligiendo el valor de la resistencia inferior en 100KΩ, el valor de la resistencia superior se calcula como:

$$2.426 = 7.5 * \frac{100K}{100K + R}$$

$$R = 209.15K\Omega$$

Dado que el valor de la potencia deseada podría quererse variar se sustituyó R por un potenciómetro de 300KΩ.

La potencia consumida por este divisor es de:

$$P_{divisor} = \frac{7.5^2}{209K\Omega} = 2.69 * 10^{-4}W$$

Lo que permite utilizar resistencias de ¼ de Watio.

Además de la correcta realización de su función, uno de los requisitos principales de diseño, como ya se mencionó en el capítulo 0, es el cumplimiento del Reglamento eléctrico de baja tensión, entre ellos el valor de los armónicos de corriente distintos del fundamental.

En la Tabla 9 se recogen los valores de los armónicos mostrados en la Figura 48 y la Figura 49, cumpliendo con el límite impuesto por la normativa.

Tabla 9. Valores de los armónicos de corriente

Frecuencia (Hz)	Armónico	Máximo (%)	Máximo (A)	Valor medido	Aceptable
150	3	5	0.13478	0.01254	✓
250	5	5	0.13478	0.00624	✓
350	7	25/7	0.1887	0.007718	✓
450	9	25/9	0.2426	0.00741	✓
550	11	25/11	0.296	0.00557	✓

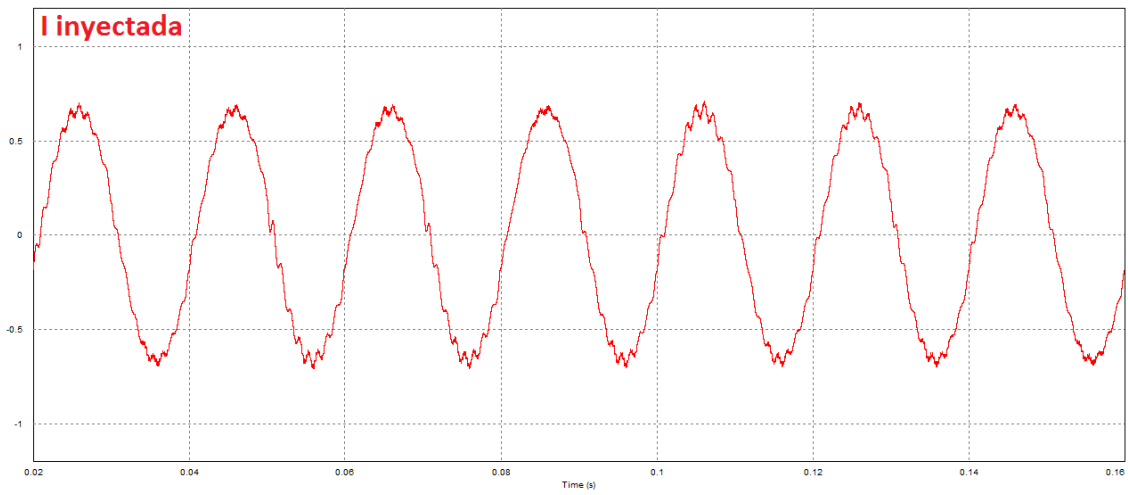


Figura 48. Corriente inyectada en la red

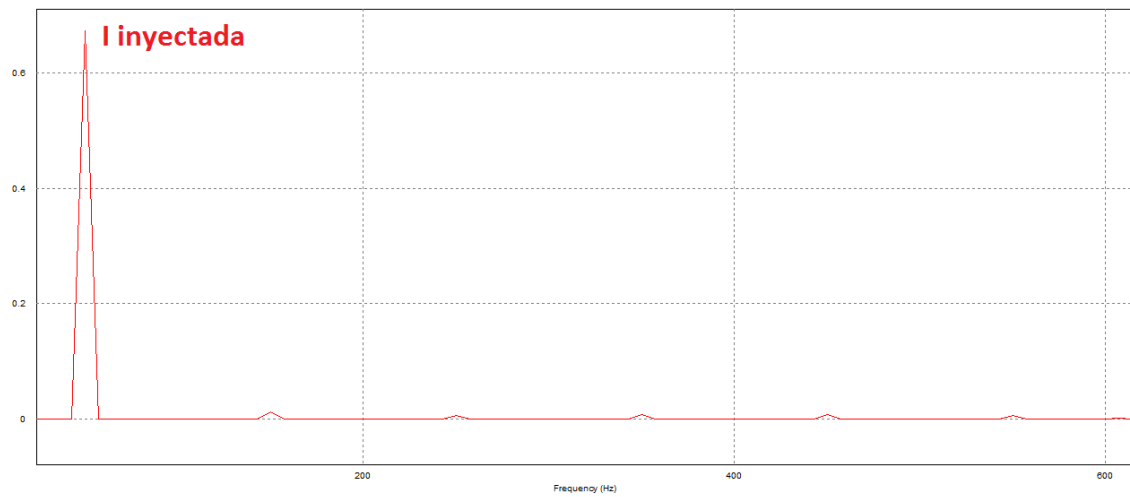


Figura 49. Descomposición en series de Fourier de la corriente inyectada a la red

3.2.5 Implementación física de los lazos de control

Para la realización del circuito de control, el modulador PWM y el driver del transistor MOSFET, se compararon diversos circuitos integrados que cumplieran unos requisitos básicos:

- Incluir dos comparadores (se utilizará uno para el lazo de corriente y otro para el lazo de tensión).
- Trabajar a una tensión parecida, y en todo caso menor a los 18V de funcionamiento del panel solar.

Tras la comparativa, y por disponibilidad en el laboratorio se decidió usar el integrado UC3854 de Texas Instruments [10]. Y cuyo circuito interno se muestra en la Figura 50.

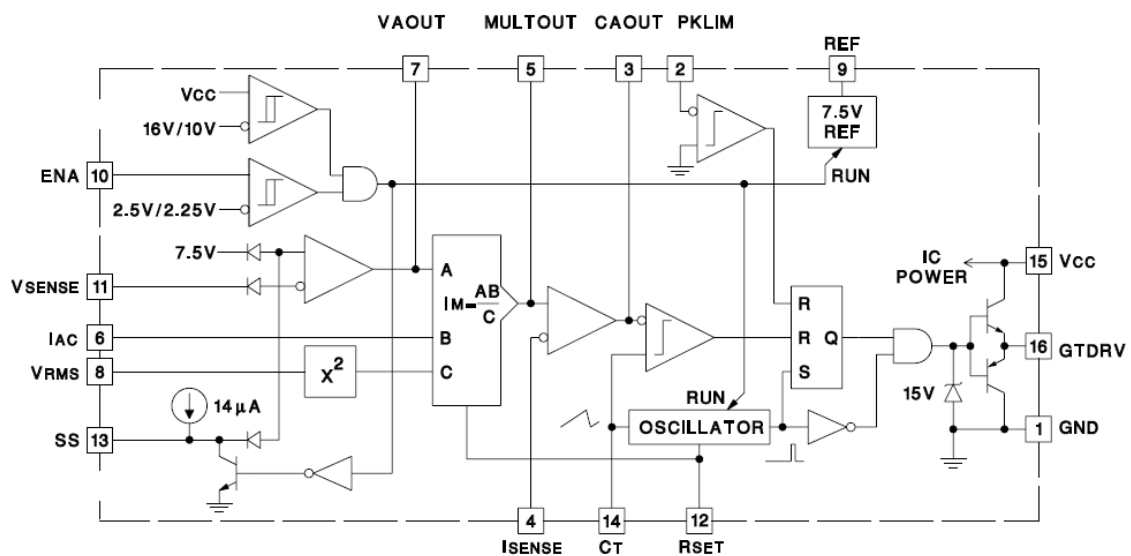


Figura 50. Circuito interno del integrado UC3854

Los pines utilizados han sido:

1. **GND (GrouND):** Masa del circuito integrado. Se conecta a tierra para igualar la referencia de este integrado a las del resto del circuito.
2. **PKLIM (PeaK current LIMit):** Limitador de la corriente de pico máxima en el circuito. En este caso se ha conectado a la referencia de tensión (7.5V) para desactivar la función del limitador de corriente, siguiendo la recomendación del fabricante [10].
3. **CAOUT (Current Amplifier OUTput):** Salida del comparador del lazo interno de corriente. A este pin se conecta la salida del regulador tipo II del lazo de corriente.
4. **ISENSE (I SENSEd):** Pin negativa del amplificador de error de corriente, a la que se conecta el circuito de control del lazo de corriente.

5. MULTOUT (Multiplier OUTput): Salida del multiplicador, que sirve como referencia al lazo interno de corriente. Se conecta también a la resistencia de sensado de corriente para que la corriente por el diodo siga la referencia senoidal rectificada.

6. IAC (In Alternating Current): A este pin se conecta la referencia senoidal rectificada, que luego se multiplica por la salida del comparador de error de tensión y se divide por una constante para obtener una referencia tanto de forma como de valor deseado para el lazo de corriente.

7. VAOUT (Voltage Amplifier OUTput): Salida del amplificador de error de tensión, a la que se conecta lazo de control externo de tensión.

8. VRMS (Voltage Root Mean Square): El valor conectado en este pin se elevará al cuadrado internamente y se usará para dividir el valor de la referencia de corriente. Ha sido conectado a la referencia de 7.5V para conseguir un valor lo más estable posible.

9. REF (REference): Este pin mantiene un valor constante de 7.5V, que se utiliza como referencia no sólo en este integrado, sino en más componentes del circuito.

10. ENA (ENable): Este pin se puede utilizar para desactivar las funciones del circuito integrado, en este caso se ha conectado mediante una resistencia de pull a la batería, para inutilizar su función y permitir al circuito funcionar en todo momento.

11. VSENSE (Voltage SENSE): "PATILLA" negativa del amplificador de error de tensión, está conectado a la salida del circuito para sensar la tensión en la carga y adaptar la referencia de corriente para conseguir 311V de pico (220V eficaces).

12. RSET (Resistance Set): La combinación entre la resistencia conectada a este pin y el condensador conectado a CT establece la frecuencia de oscilación de la señal de control del PWM, según la ecuación[10]:

$$Frecuencia = \frac{1.25}{R_{set} * C_T}$$

13. SS (Soft Start): Un condensador conectado a este pin permite que la referencia del lado de tensión no empiece en 7.5V, sino que tarde un tiempo en alcanzar dicho valor, permitiendo un arranque suave del sistema., según la ecuación[10]:

$$Time = 0.54 * C_{Soft Start}$$

*C expresado en microfaradios.

14. CT (Capacitor Timer): La combinación entre el valor de este condensador y la resistencia conectada a RSet establece la frecuencia de oscilación de la señal de control del PWM, adicionalmente esta salida se conecta también al lazo de control del convertidor Buck, para evitar el uso de un generador de funciones adicional.

15. VCC: Alimentación del circuito integrado. Ya que se necesita una fuente de más de 17V respecto a GND, este pin se conecta a la toma positiva del panel solar.

16. GTDRV (GaTe DRiVer): Driver del MOSFET de potencia. Este pin se conecta directamente a la puerta del MOSFET de potencia del convertidor Flyback, transfiriendo la energía necesaria para dispararlo.

El resto de componentes de los dos lazos de control han sido resistencias de $\frac{1}{4}$ de Watio y condensadores electrolíticos, de cuyo cálculo se ha hablado previamente.

3.3 Tercera etapa CC/CA, inversor de onda cuadrada:

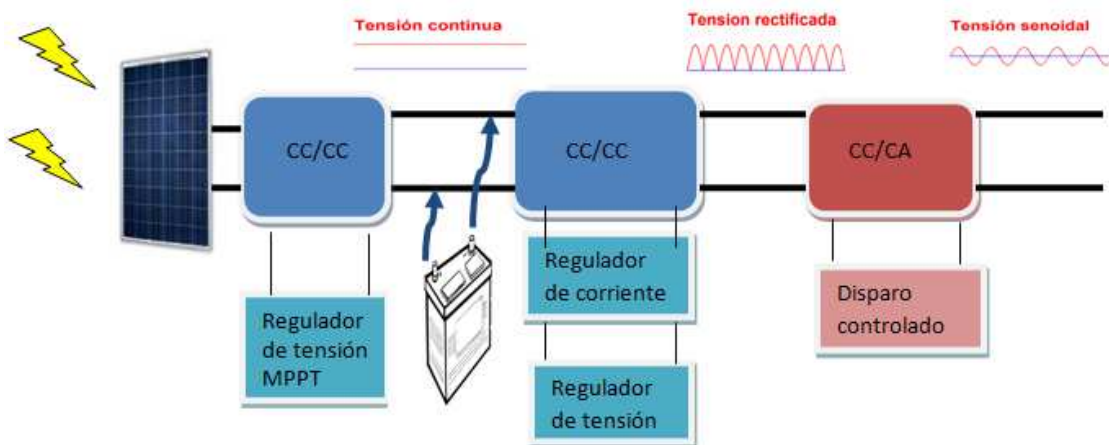


Figura 51. Esquema del microinversor con la tercera etapa resaltada.

Dado que ya tenemos una onda senoidal rectificada, lo único que necesitamos es desdoblar dicha onda, convirtiéndola en una senoidal lo más pura posible (Figura 51). Para esto es suficiente con un inversor en puente completo con disparo de onda cuadrada.

3.3.1 Diseño de la etapa de potencia

El inversor en puente completo (Figura 52) consiste en una “H”, en cuyos laterales se colocan 4 transistores, y cuya línea central corresponde a la carga. Los transistores se disparan en cruz, es decir, primero 1 y 4 y después 2 y 3, con un pequeño tiempo de espera entre disparos que asegure que nunca se cortocircuita ninguna de las ramas.

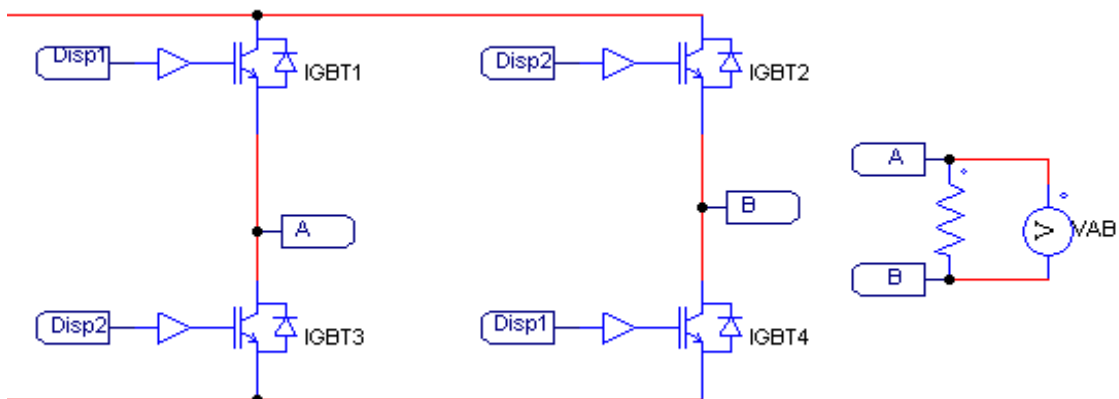


Figura 52. Estructura en puente completo.

3.3.2 Diseño del lazo de control

En este caso el control viene impuesto por el hardware escogido. El driver de puente completo elegido fue el integrado IRS2453, cuya entrada funciona igual que el oscilador comercial tipo 555, incorporando un biestable tipo RS.

Un biestable RS es un dispositivo con dos entradas R y S y dos salidas complementarias entre sí, Q y Q', siendo una el contrario de la otra, cuya tabla de verdad es la que se muestra en la Figura 53.

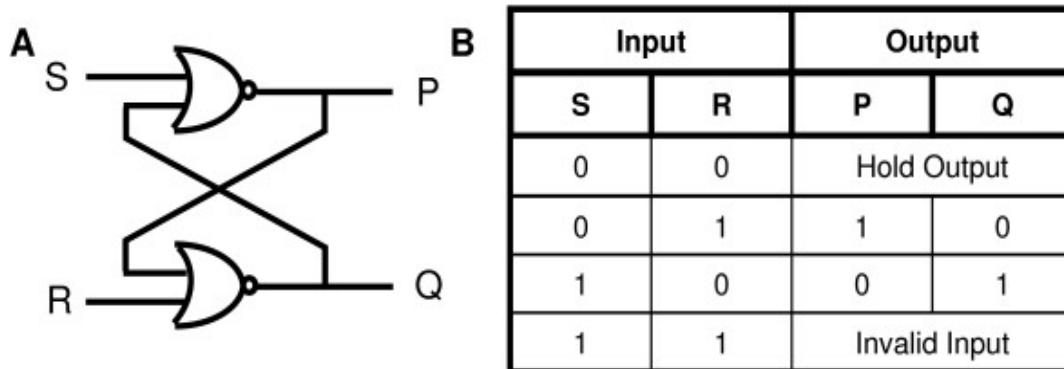


Figura 53. Tabla de verdad de un biestable RS (Consultada <http://www.biomedcentral.com/1752-0509/3/72/figure/F1> el 11 de agosto de 2014)

En el caso del temporizador 555, las entradas de este biestable están conectadas a sendos comparadores, una de cuyas entradas está conectada a un divisor resistivo que mantiene una tensión fija y la otra puede ser utilizada para conseguir los pulsos deseados en Q y Q'[11], como se muestra en la Figura 54.

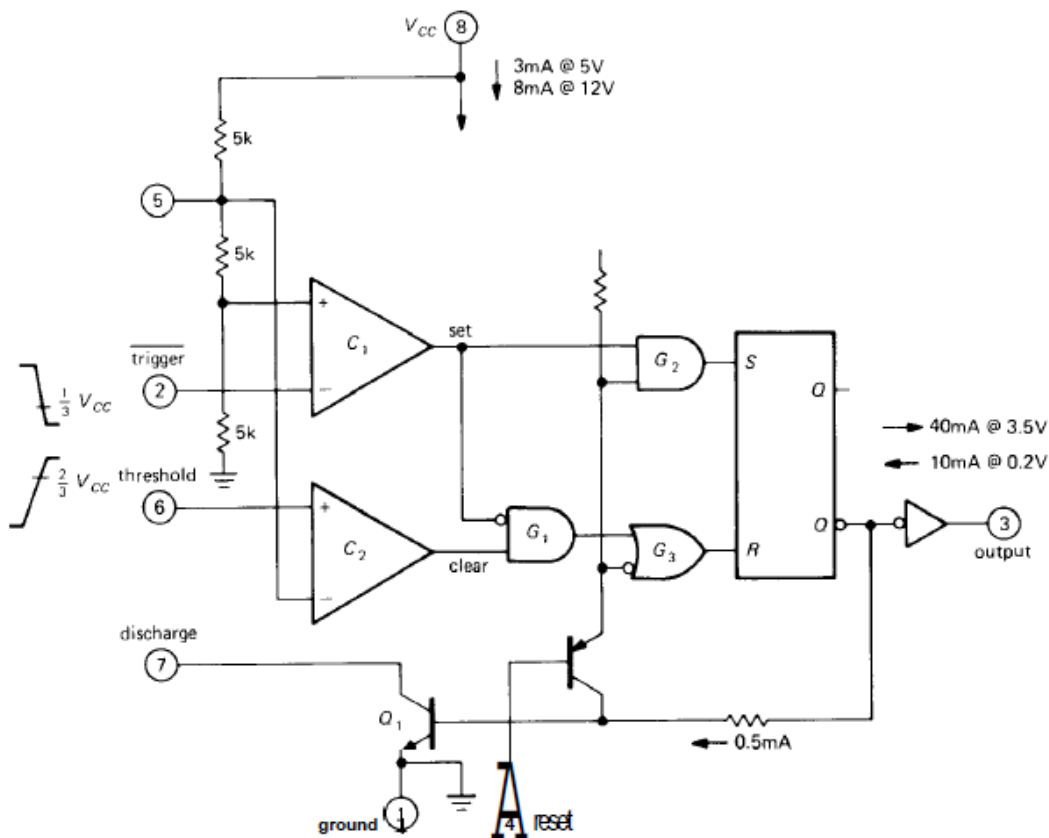


Figura 54. Temporizador integrado 555 (Consultado en Art of Electronics-Horowitz and Hill).

El valor en la parte superior dado por el integrado IRS 2453, son 15.6 Voltios, mantenidos constantes gracias a un diodo zener, lo que fija la tensión en el pin negativo del comparador en 'R' en:

$$15.6 * \frac{2R}{3R} = 10.4V$$

Y en el pin positivo del comparador en 'S' en:

$$15.6 * \frac{1R}{3R} = 5.2V$$

En este caso, los pines cuya tensión no está fijada, están cortocircuitados, y son los que se utilizan para controlar el disparo del temporizador, por lo que si en ese nodo se establece una tensión mayor a 10.4V, R pasará a valer '1', poniendo la salida Q a nivel bajo, y si se establece una tensión menor que 5.2V, S pasará a valer '1', poniendo la salida Q a nivel alto.

Para conseguir esto ha sido necesario utilizar circuitería adicional, que se encargue de utilizar la señal de red como referencia para así poder disparar en fase a ésta, esta circuitería se muestra en la Figura 55.

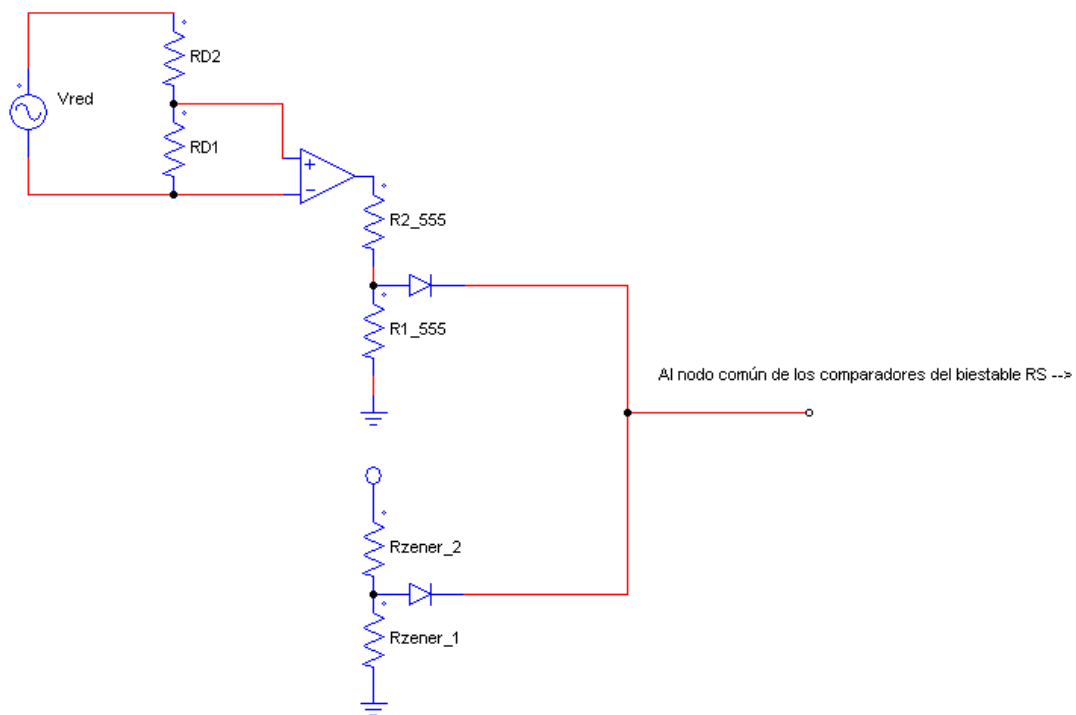


Figura 55. Circuitería auxiliar para disparo del temporizador 555.

El primer divisor resistivo, formado por RD1 y RD2, se encarga de reducir el valor de la tensión hasta un límite aceptable por el comparador. El valor escogido en RD1 es de 5.6KΩ y en RD2 de 560kΩ, dando un valor de tensión de pico en la senoidal de:

$$311 * \frac{5.6K}{565.6K} = 3.07V_{pico}$$

Y consumiendo una potencia de:

$$P = \frac{220^2}{565.6K} = 85mW$$

Lo que permite utilizar resistencias de ¼ de Watio.

Por otro lado el divisor resistivo de la parte superior se encarga de generar una tensión superior a 10.4V. Dado que el comparador está alimentado desde la batería, que entrega una tensión de mínima de 12V (peor caso), el valor elegido en R1_555 es de 10K, y en R2_555 de 1K, lo que genera una tensión mínima de:

$$12 * \frac{10K}{11K} = 10.9V$$

Siendo aún mayor en caso de que la batería de más de 12V.

Este divisor consume una potencia máxima, en caso de que la batería aporte 14V, de:

$$P = \frac{14^2}{11K} = 18mW$$

Lo que permite usar resistencias de ¼ de Watio.

Por último, el divisor de la parte de abajo de la Figura 55 se alimenta a la referencia de tensión proporcionada por el integrado UC3854 (7.5V). Este divisor debe presentar una tensión entre 1/3 y 1/6 de la de alimentación (entre 12V y 14V), con lo que debe tener una tensión de entre:

$$12 * \frac{1}{3} = 4V \quad 14 * \frac{1}{3} = 4.66$$

$$12 * \frac{1}{6} = 2V \quad 14 * \frac{1}{6} = 2.33$$

Para funcionar en todos los casos debe mantener una tensión de entre 2.33V y 4V, para ello el divisor resistivo se ha montado con dos resistencias de 10KΩ, presentando una tensión a la salida de:

$$7.5 * \frac{10K}{10K + 10K} = 3.5V$$

Este divisor consume una potencia máxima, en caso de que la batería aporte 14V, de:

$$P = \frac{14^2}{20K} = 9.8mW$$

Lo que permite usar resistencias de ¼ de Watio.

Los diodos cumplen dos funciones, por un lado impedir retornos indeseados de corriente, y por otro aseguran que cuando el divisor de arriba no está alimentado, y por tanto su tensión a la salida es 0V, al estar los diodos en cátodo común y mantener la tensión máxima posible, el potencial quede fijado por el divisor de tensión de la parte de abajo.

La forma de onda en el cátodo de ambos diodos, y los disparos que provocan en el puente completo se muestran en la Figura 56.

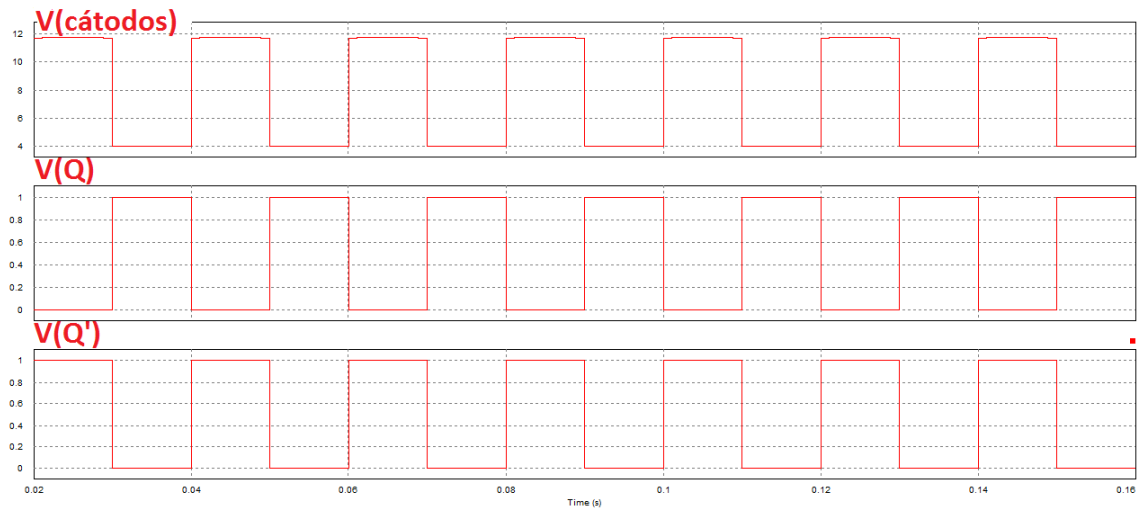


Figura 56. Forma de onda de tensión en el cátodo de los diodos y en las dos salidas del biestable RS

3.3.3 Implementación física del lazo de control

Para realizar el disparo de los transistores del puente completo, se ha usado un controlador con 4 drivers, dos High-side y dos Low-side, cuyo oscilador opcional no se ha utilizado, sustituyéndolo por un comparador que se encarga de que el disparo de los transistores vaya en fase a la referencia de corriente.

El integrado utilizado ha sido el IRS2453, cuyo circuito interno equivalente es:

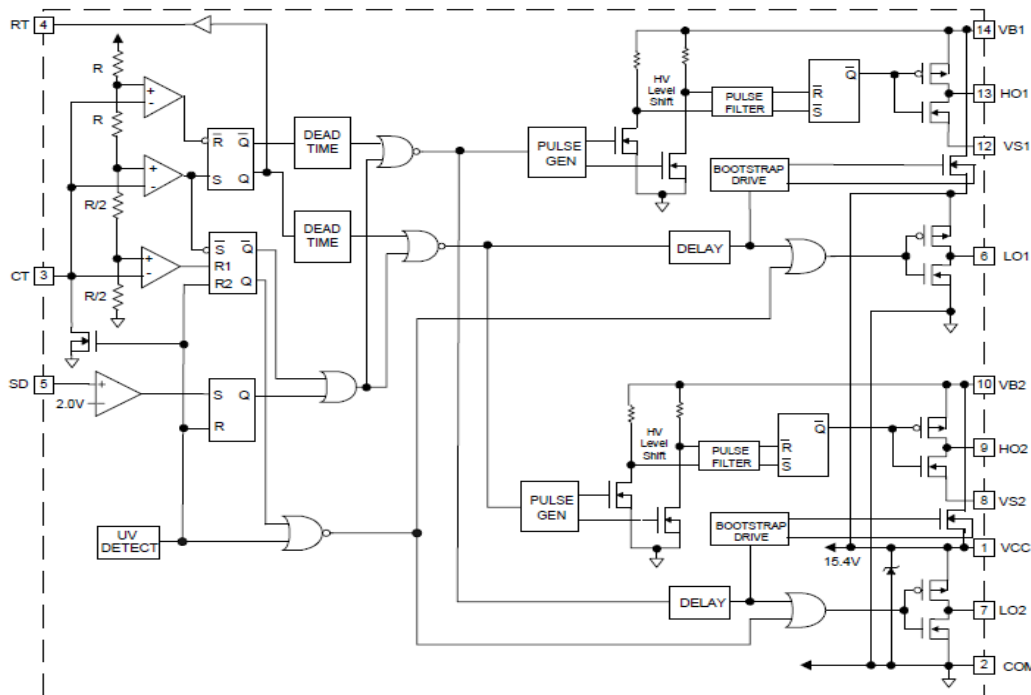


Figura 57. Circuito interno del integrado IRS2453

El circuito se divide en dos partes, la parte de la izquierda sirve para controlar la frecuencia de disparo, bien conectando un condensador y una resistencia o bien añadiendo una circuitería auxiliar que genere los pulsos deseados. En este caso ha sido necesario añadir un pequeño circuito, formado por un comparador y dos referencias de tensión, que se encargue de que el disparo se realice en fase a la red eléctrica.

La parte de la derecha se encarga de disparar los cuatro transistores del puente, con un disparo en onda cuadrada, es decir, durante la primera mitad del periodo se dispara el transistor de arriba a la izquierda y el de abajo a la derecha, y los otros dos se disparan durante la segunda mitad del periodo, con un pequeño tiempo de espera entre disparos que asegura que nunca estén en conducción los dos transistores de la misma rama.

La conexión de los pines del IRS2453 ha sido:

1. VCC: Alimentación del circuito integrado. Dado que el valor de la alimentación ha de ser superior a 15.4V[12], este pin se conecta al terminal positivo del panel solar.

2. COM: Masa del circuito integrado. Se conecta a la tierra para igualar las masas de todo el circuito.

3. CT (Capacitor Timer): Condensador del oscilador. La combinación del valor de un condensador conectado a este pin y una resistencia conectada a RT generarían los pulsos de disparo de la frecuencia deseada. Ya que en nuestro caso los pulsos deben ser síncronos con la red este pin se conecta a la salida del circuito auxiliar encargado de generar los pulsos de disparo.

4. RT (Resistor Timer): Resistencia del oscilador. La combinación del valor de una resistencia conectada a este pin y un condensador conectado a CT generarían los pulsos de disparo de la frecuencia deseada. Ya que en este caso los pulsos deben ser síncronos con la red este pin queda sin conectar.

5. SD (Shut Down): Pin de desconexión del integrado. Si la tensión en este es superior a 2 voltios el circuito se desconecta. Dado que en este caso la función de ShutDown no es necesaria, se conecta a tierra a través de un condensador de 100nF.

6. LO1 (Low side Output 1): Disparador del transistor Low side 1. Se conecta a la puerta del transistor de abajo a la izquierda del puente inversor.

7. LO2 (Low side Output 2): Disparador del transistor Low side 2. Se conecta a la puerta del transistor de abajo a la derecha del puente inversor.

8. VS2 (high side floating supply offset voltage 2): Offset de la alimentación flotante del transistor High side 2. Se conecta al emisor del transistor de arriba a la izquierda del puente inversor, para que pueda ser disparado pese a no estar conectado a tierra.

9. HO2 (High side Output 2): Disparador del transistor High side 2. Se conecta a la puerta del transistor de arriba a la derecha del puente completo.

10. VB2 (high side floating supply voltage 2): Alimentación flotante del transistor High side 2. Se conecta a VS2 a través de un condensador, para que la diferencia de potencial que aparece en él permita el disparo del transistor.

11. NC (No Conectado): Queda sin conectar.

12. VS1 (high side floating supply offset voltage 1): Offset de la alimentación flotante del transistor High side 1. Se conecta al emisor del transistor de arriba a la derecha del puente inversor, para que pueda ser disparado pese a no estar conectado a tierra.

13. HO1 (High side Output 1): Disparador del transistor High side 1. Se conecta a la puerta del transistor de arriba a la izquierda del puente completo.

14. VB1 (high side floating supply voltage 1): Alimentación flotante del transistor High side 1. Se conecta a VS1 a través de un condensador, para que la diferencia de potencial que aparece en él permita el disparo del transistor.

La circuitería auxiliar necesaria para el disparo se ha implementado usando resistencias de $\frac{1}{4}$ de Watio y uno de los amplificadores operacionales del RL084 necesario para la primera etapa del microinversor.

3.4 Conclusiones

En este capítulo se ha cubierto la implementación electrónica de cada uno de los tres convertidores, tanto la etapa de potencia como la de control, eligiendo en esta última los componentes más adecuados para ello.

El **convertidor Buck** se ha diseñado para mantener en todo momento al panel en su punto de máxima potencia. Para ello el lazo de control fija la tensión a la entrada del convertidor, y puede el usuario seleccionar la tensión que corresponde a su panel con un potenciómetro que varía la referencia del lazo.

La planta del convertidor se obtuvo por dos métodos distintos: estudio teórico en Matlab y simulación en PSIM, comprobando que ambas plantas coincidían y a partir de estas se diseñó el lazo de control. Este lazo se ha validado simulando grandes cambios en la irradiación solar que recibe el panel, y se ha comprobado que reacciona bajando la corriente y manteniendo su tensión constante en todo momento, haciendo trabajar al panel en su punto de máxima potencia. Para implementarlo físicamente se han utilizado dos integrados, un TL084 para los amplificadores operacionales y un IR2110 como driver del transistor.

El **convertidor flyback** se ha diseñado con dos lazos externos de control entre los que se puede elegir: inyección a red o alimentación de una carga. Ambos lazos comparten un lazo interno que se encarga de que la corriente de salida del convertidor tenga la forma deseada (senoidal rectificada). Al igual que en el caso anterior, la planta del convertidor se obtuvo de dos maneras diferentes, tanto por simulación en PSIM como teóricamente en Matlab, coincidiendo las plantas en ambos casos.

Los lazos de control se han implementado utilizando el integrado UC3854, que incorpora en un único encapsulado los dos lazos de control y la posibilidad de funcionar como oscilador, adicionalmente, la referencia de 7.5 voltios de este integrado se ha utilizado en otras partes del circuito.

La última parte, el **punto inversor**, se encarga tanto de desdoblar la tensión de salida del flyback como de filtrarla para cumplir la normativa de inyección a red. Mediante simulación en PSIM se ha comprobado que el contenido armónico de la señal era el aceptable por la normativa española.

Este último convertidor se controla con el integrado IRS2453, que incorpora los drivers necesarios para disparar los cuatro transistores a una tensión tan alta como la de red, incluso aunque dos de ellos no estén referidos a tierra.

4 Diseño completo

Tras validar por separado las tres partes del sistema se procedió a unir las todas en un solo esquemático (Figura 58 y Figura 59) y comprobar si el microinversor funcionaba como conjunto, validando con simulaciones el funcionamiento de cada lazo de control ante perturbaciones en otras partes del circuito.

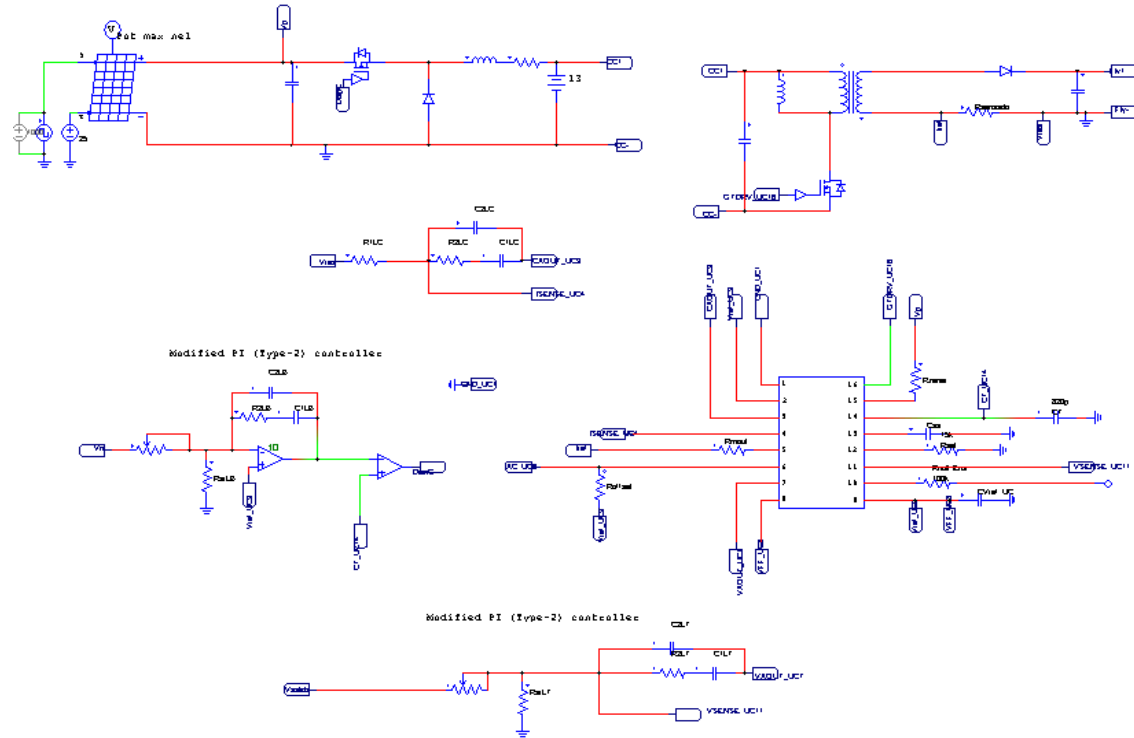


Figura 58. Parte izquierda del circuito completo

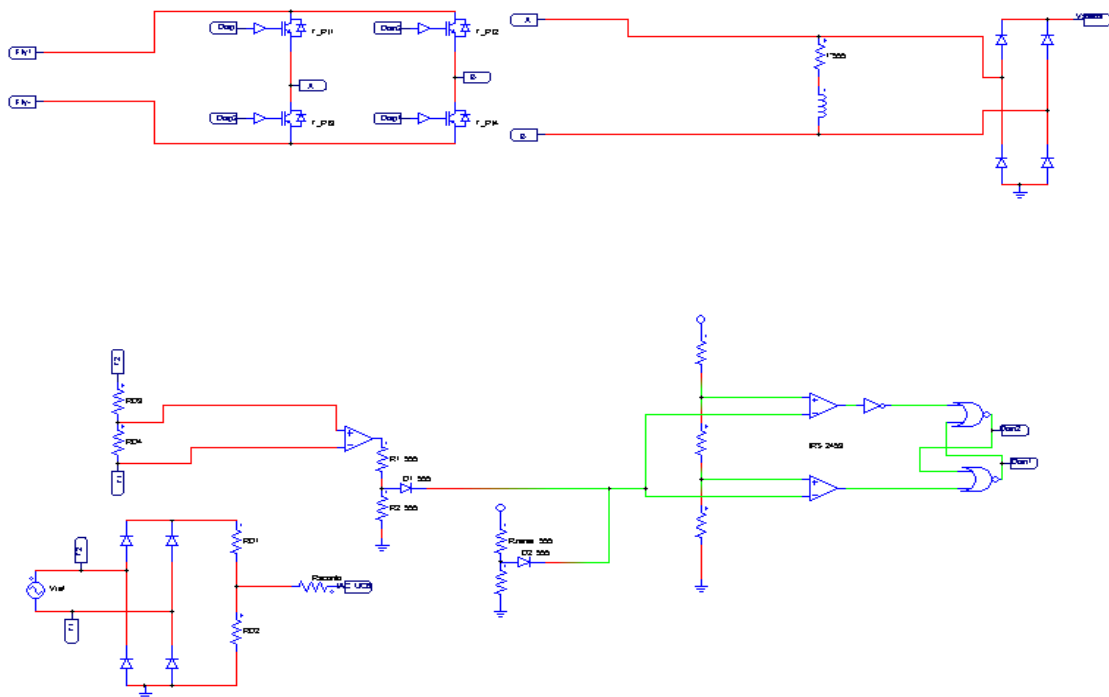


Figura 59. Parte derecha del circuito completo

4.1 Pruebas con conexión a red

En la Figura 60 se pueden ver las formas de onda producidas ante cambios en la irradiación del panel solar cuando el microinversor está conectado a la red eléctrica.

Se puede comprobar que la corriente inyectada en la red no cambia, sino que la diferencia entre la corriente producida y la inyectada se extrae de la batería, cuya corriente va bajando poco a poco según aumenta la irradiación sobre el panel solar.

También se deduce de la curva de potencia extraída, que el lazo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) funciona a la perfección, pues es capaz de seguir cambios en la irradiación sobre el panel mucho más rápidos incluso de los que se producen en la naturaleza.

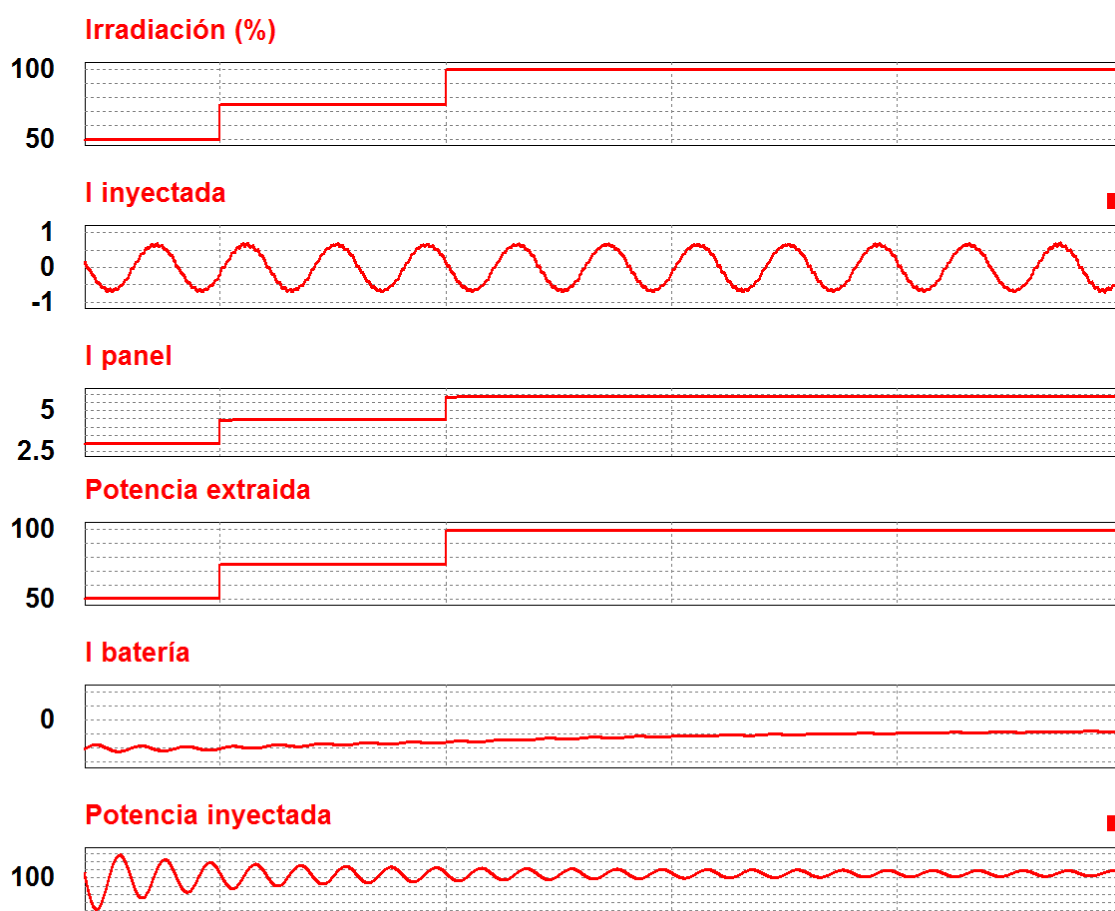


Figura 60. Formas de onda durante la inyección de potencia a la red.

En la Figura 61 se puede ver el efecto que tiene sobre la corriente de salida un cambio en la corriente de referencia. Este cambio se produce en casos en los que se desee inyectar menor potencia, por ejemplo porque se quiere priorizar la carga de la batería en vez de la inyección de potencia a la red. La corriente de salida varía en módulo, pero tanto su fase como su contenido armónico se mantienen igual.

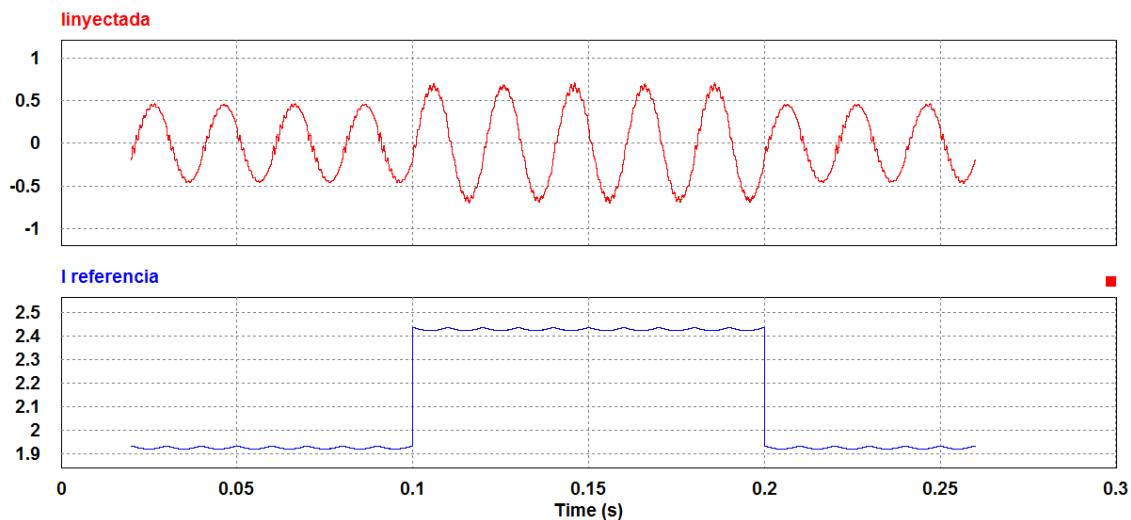


Figura 61. Corriente de salida respecto a cambios en la referencia

Por último se comprobó el funcionamiento del sistema ante la posibilidad de que el panel solar no reciba nada de luz. En ese caso es la batería la que suministra la potencia, como se puede ver en la.

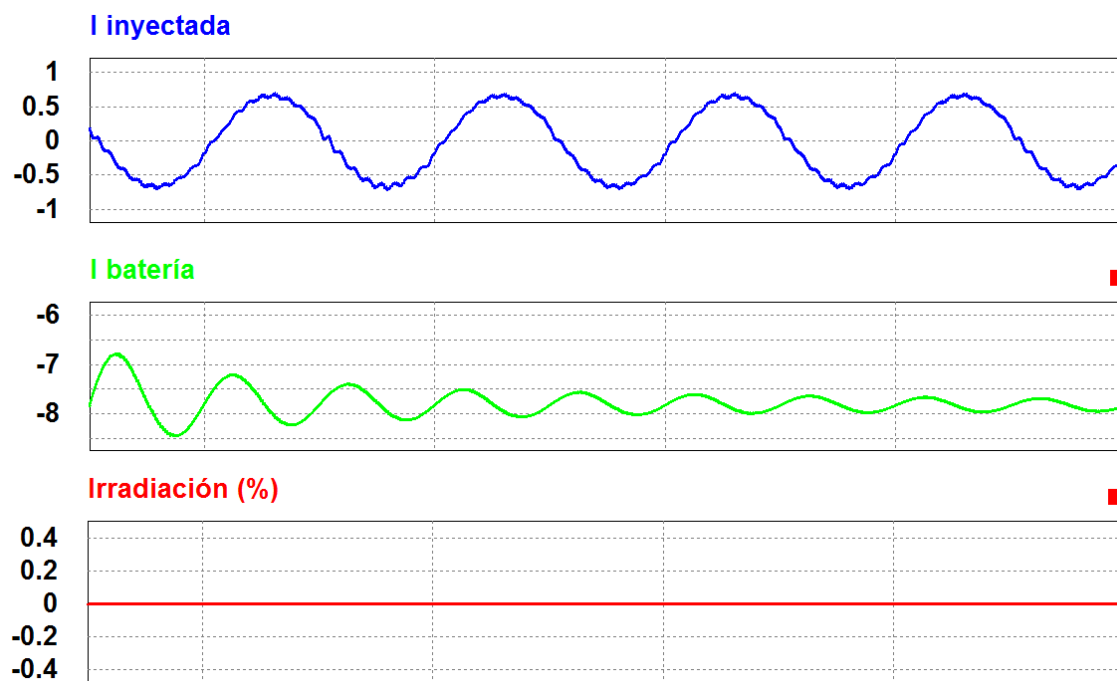


Figura 62. Corriente inyectada ante la ausencia de sobre en el panel solar.

4.2 Pruebas alimentando una carga

En la Figura 63 se pueden ver las formas de onda producidas ante cambios en la irradiación sobre el panel solar.

Se puede comprobar que la corriente inyectada no depende de la irradiación, sino que tras el transitorio se estabiliza en un valor fijo, extrayendo la diferencia entre la potencia inyectada y la producida de la batería, pues la prioridad es mantener tensión de red en la carga, aunque eso implique descargar esta.

Al igual que en el caso anterior, el lazo de seguimiento del punto de máxima potencia funciona a la perfección, respondiendo rápidamente a los cambios en la irradiación sobre el panel.

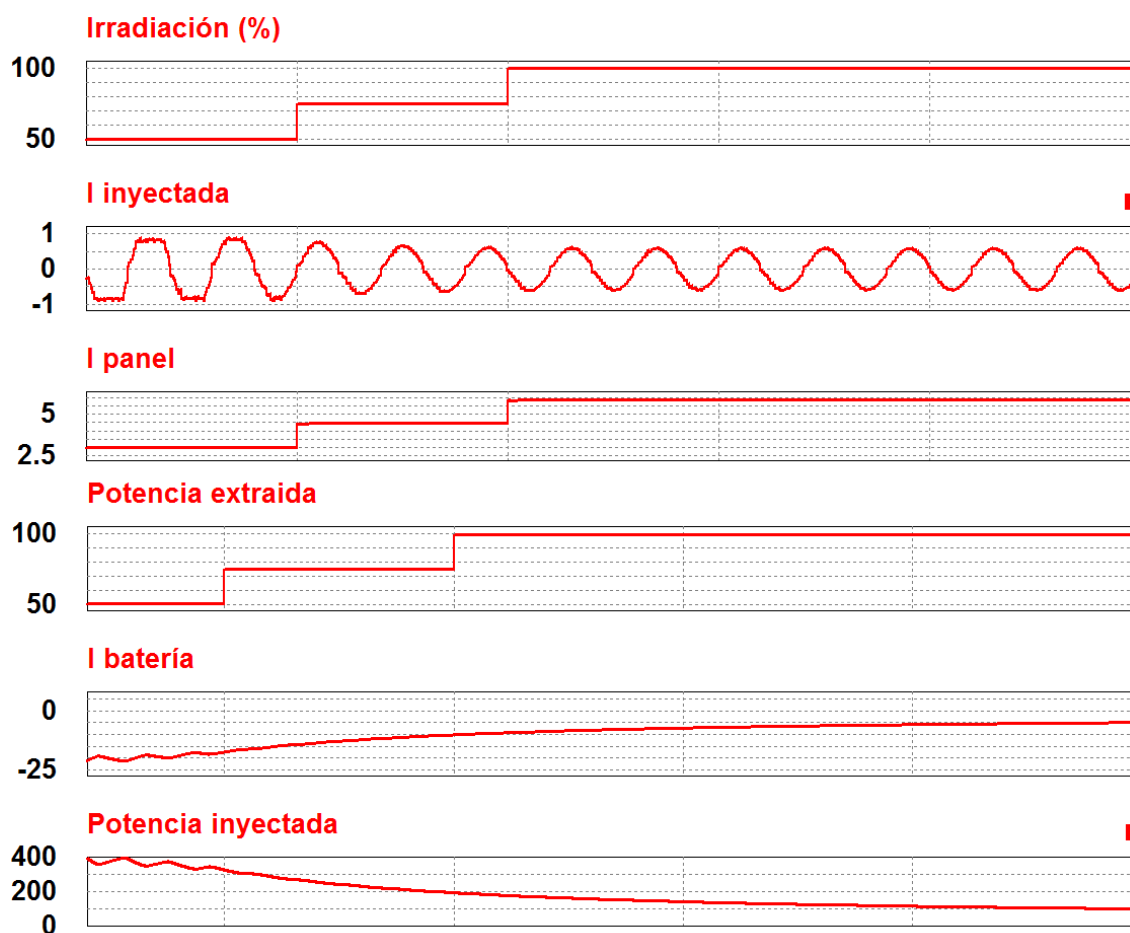


Figura 63. Formas de onda durante la alimentación de una carga resistiva.

5 Layout

Una vez validado el diseño en PSIM, el esquemático se pasó a otro software, Orcad, como se muestra en las siguientes figuras.

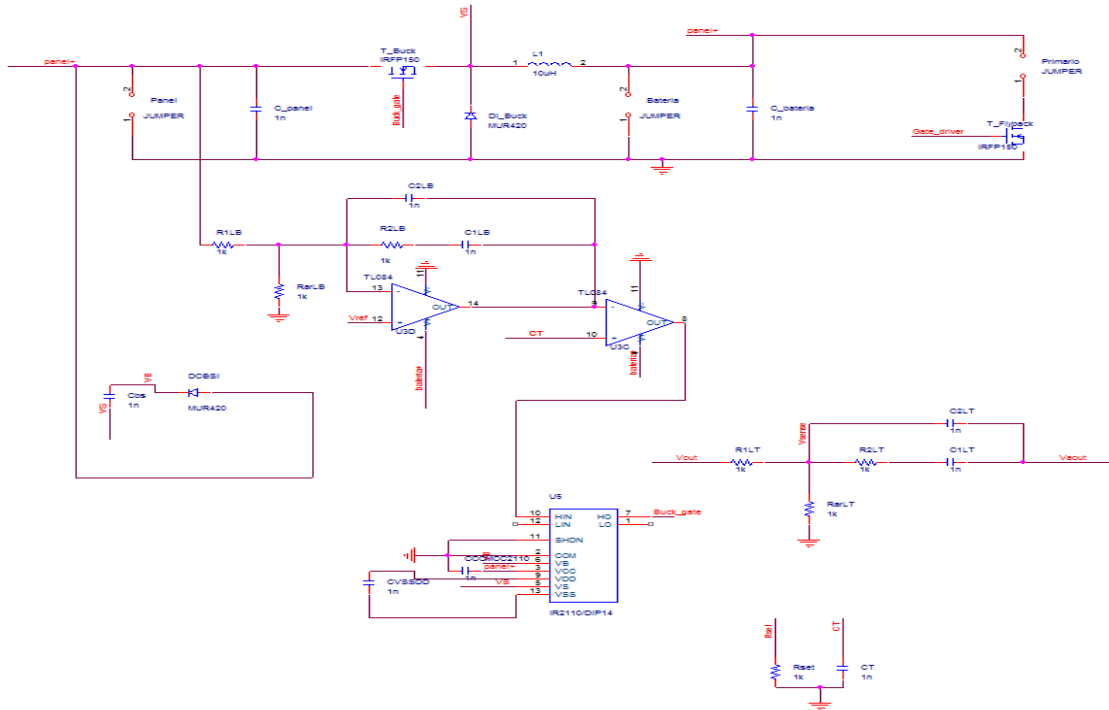


Figura 64. Parte izquierda del esquemático en Orcad

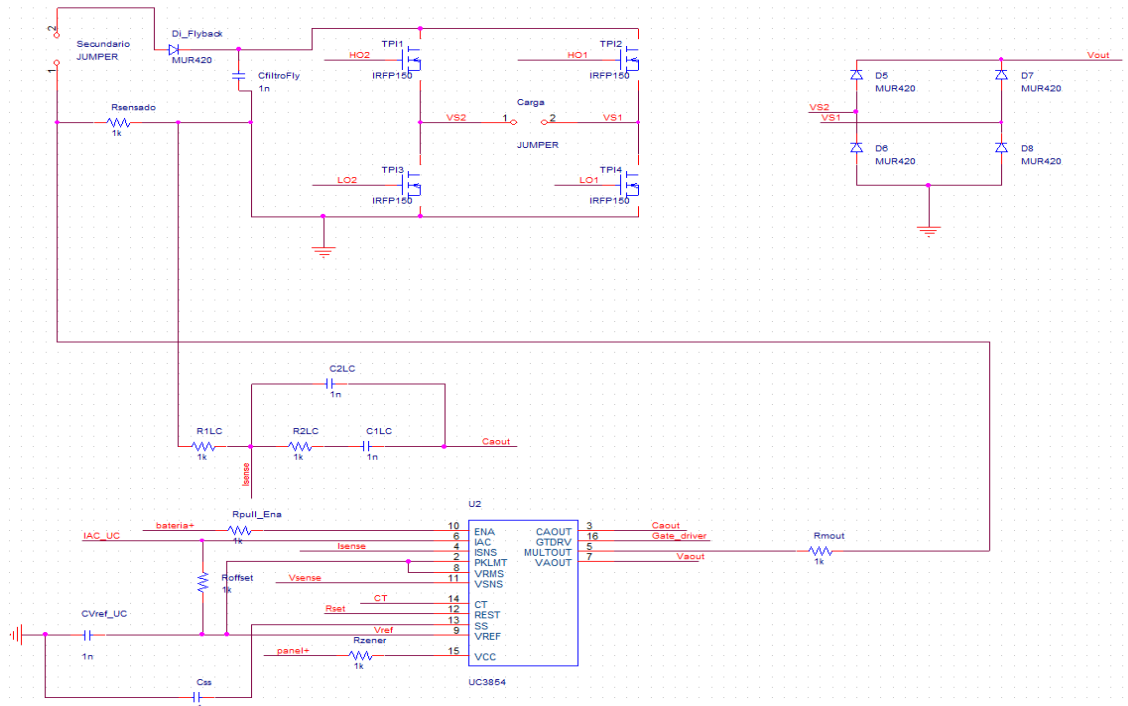


Figura 65. Parte de arriba a la derecha del esquemático en Orcad

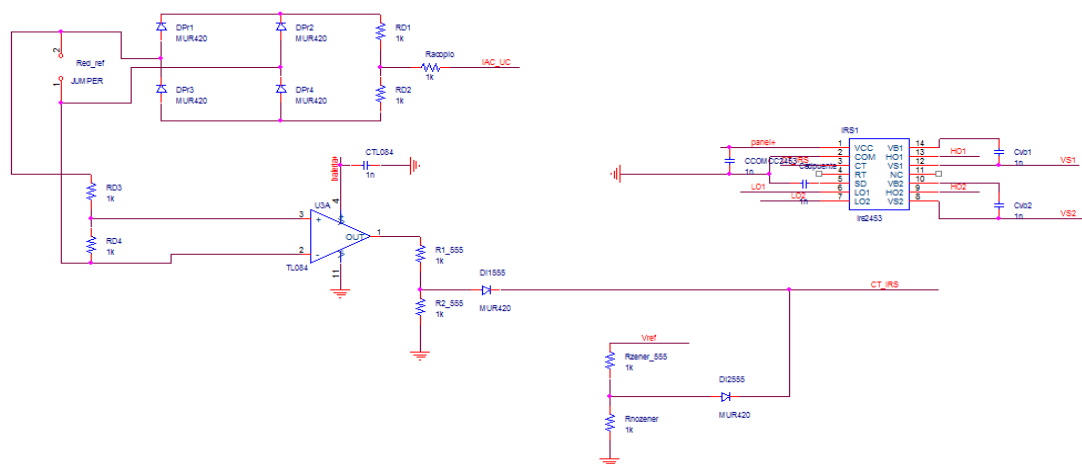


Figura 66. Parte de abajo a la derecha del esquemático en Orcad

Después se utilizó otro programa: Orcad Layout para el diseño físico de la placa de circuito impreso.

Sólo se utilizaron dos capas para el rutado, la top y la bottom, intentando que en la primera estuvieran la mayor parte de las pistas de potencia y en la segunda la mayor parte de las pistas de control.

Se buscó, a su vez, que los componentes de las diferentes etapas estuvieran agrupados. Los de la etapa de control en la parte superior y los de la etapa de potencia en la inferior, manteniendo siempre las clemas de conexión en los bordes de la placa e intentando que los drivers estuvieran lo más cerca posible de sus respectivos transistores.

En el rutado de pistas se optó por usar como mínimo 25 thou de ancho para las pistas de control, 75 thou para las pistas de potencia y “copper pour” (vertido de cobre) para el plano de masa, respetando en el aclarado la distancia entre pistas necesaria para evitar cortocircuitos, dada la elevada tensión presente en la última etapa de convertidor, siguiendo el criterio mostrado en la Figura 67.

Clearances for Electrical Conductors			
Voltage (DC or Peak AC)	Internal	External (<3050m)	External (>3050m)
0-15V	0.05mm	0.1mm	0.1mm
16-30V	0.05mm	0.1mm	0.1mm
31-50V	0.1mm	0.6mm	0.6mm
51-100V	0.1mm	0.6mm	1.5mm
101-150V	0.2mm	0.6mm	3.2mm
151-170V	0.2mm	1.25mm	3.2mm
171-250V	0.2mm	1.25mm	6.4mm
251-300V	0.2mm	1.25mm	12.5mm
301-500V	0.25mm	2.5mm	12.5mm

Figura 67. Aclarados para las pistas de la PCB en función de la tensión soportada (Consultada en <http://hardware-routes.blogspot.com.es/2012/01/track-width-reference-table-for.html> a 03/09/2014).

Se intentó reducir lo máximo posible el número de vías, usando sólo dos para evitar grandes caminos de corriente que perjudicaran el funcionamiento del dispositivo.

Capa top:

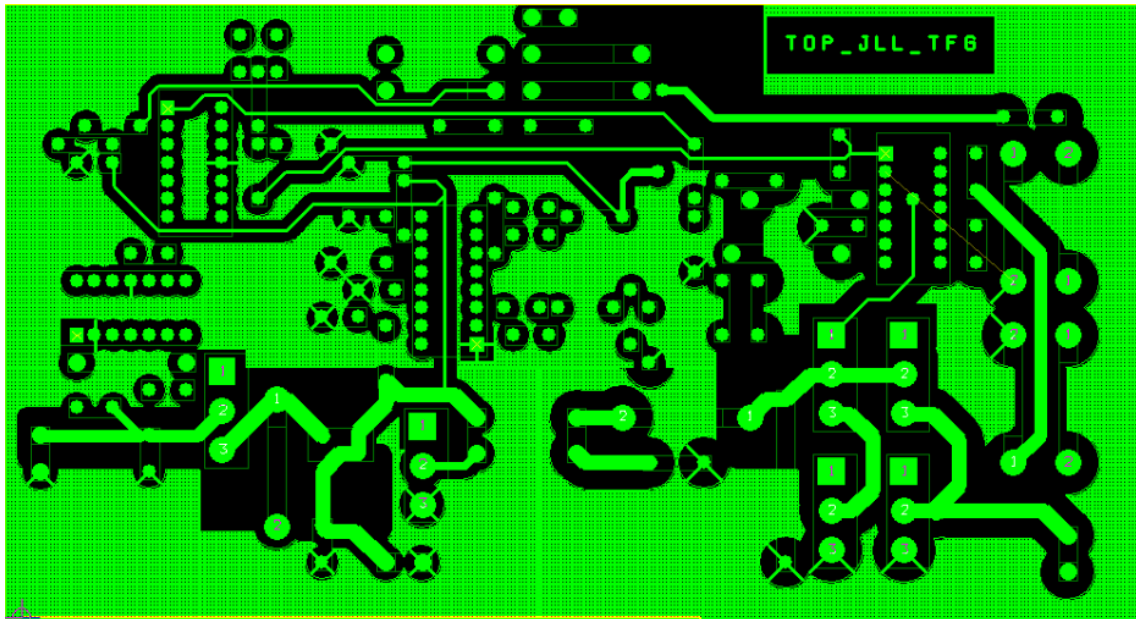


Figura 68. Capa top de la PCB

Capa bottom:

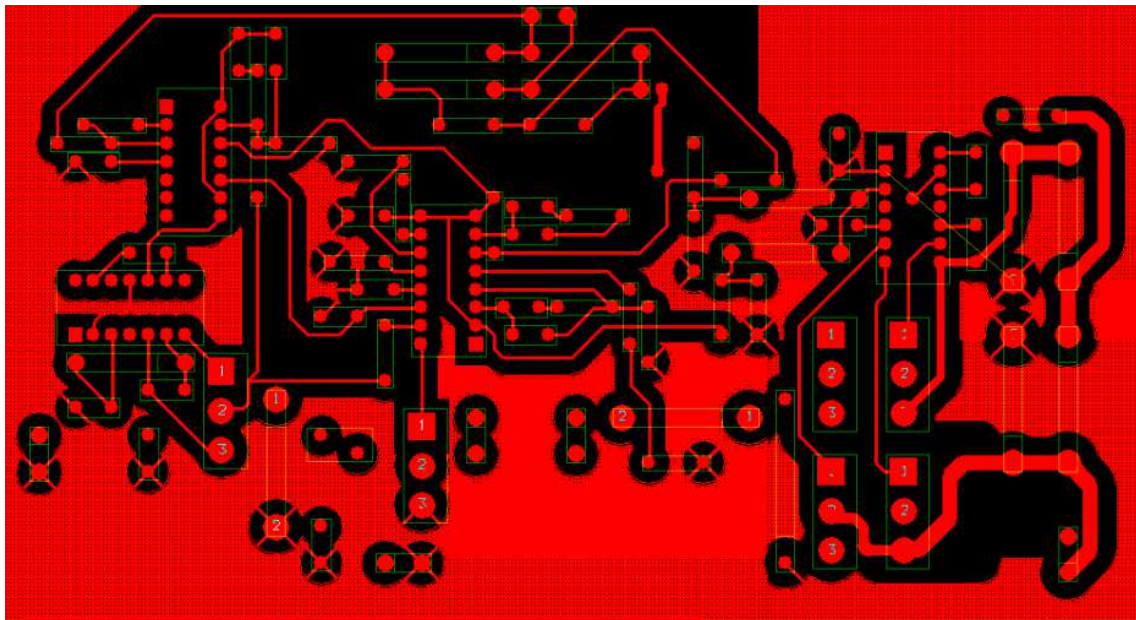


Figura 69. Capa bottom de la PCB

Como se puede ver en la Figura 70 se han respetado todas las indicaciones.

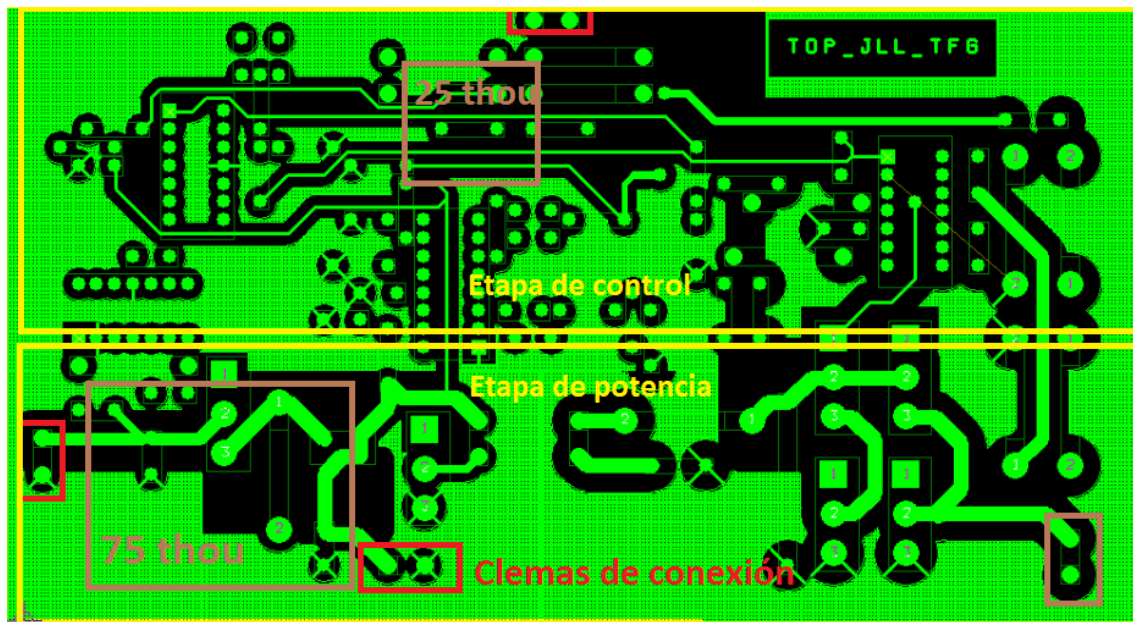


Figura 70. Capa top de la PCB con las zonas delimitadas

6 Presupuesto

El presupuesto se recoge en las siguientes tablas.

Tabla 10. Presupuesto de material microinversor

Código	Descripción	Uds	Precio unitario (€)	Precio total (€)
1	Convertidor Buck			
1.1	Etapa de potencia			
1.1.2	Clema de dos entradas	2	0.27	0.54
1.1.3	Condensador panel solar	1	0.24	0.24
1.1.4	Condensador batería	1	0.24	0.24
1.1.5	MOSFET IRFP150	1	2.49	2.49
1.1.6	Bobina Buck	1	2.15	2.15
1.2	Etapa de control			
1.2.1	Potenciómetro 200K	1	0.77	0.77
1.2.2	Resistencia 1/4W	2	0.003	0.006
1.2.3	Condensador	2	0.016	0.032
1.2.4	Integrado TL084	1	0.33	0.33
1.2.5	Integrado IR2110	1	2.84	2.84
2	Convertidor Flyback			
2.1	Etapa de potencia			
2.1.1	Transformador	1	2.15	2.15
2.1.2	MOSFET IRFP150	1	2.49	2.49
2.1.3	Diodo MUR420	1	0.56	0.56
2.1.4	Condesador (salida flyback)	1	0.24	0.24
2.2	Etapa de control			
2.2.1	Resistencia 1/4W	13	0.003	0.039
2.2.2	Potenciómetro 300K	1	0.77	0.77
2.2.3	Integrado UC3854	1	3.94	3.94
2.2.4	Condensador	7	0.016	0.112
2.2.5	Clema de dos entradas	1	0.27	0.27
2.2.6	Diodo MUR 420	4	0.56	2.24
3	Puente inversor			
3.1	Etapa de potencia			
3.1.1	Transistor STGP7NC60H	4	1.11	4.44
3.1.2	Clema de dos entradas	1	0.27	0.27
3.2	Etapa de control			
3.2.1	Resistencia 1/4W	6	0.003	0.018
3.2.2	Diodo MUR420	2	0.56	1.12
3.2.3	Integrado IRS2453	1	3.34	3.34
4	Otros			
4.0.1	Placa de circuito impreso	1	42**	42
TOTAL				73.637€

*Valores consultados en Farnell para compras de unidades únicas.

**Precio al pedir 5 en <http://www.pcbway.com/>.

Tabla 11. Presupuesto de personal

Actividad	€/hora	Horas	Coste
Búsqueda de información	20	75	1500€
Realización del proyecto	20	225	4500€
Redacción de la memoria	20	100	2000€
TOTAL		400	8000€

El presupuesto total, en el que se aúnan tanto los costes de materiales como el sueldo del ingeniero es el siguiente:

Tabla 12. Presupuesto final

Concepto	Coste
Material	73.637€
IVA (21%)	15.46€
Personal	8000€
TOTAL	8089.1€

7 Conclusiones y posibles trabajos futuros

7.1 Conclusiones

Este proyecto nació principalmente como herramienta para aunar y poner en práctica los conocimientos adquiridos a lo largo de la carrera. Uniendo diferentes ramas de la electrónica, como la electrónica analógica, la ingeniería de control y la electrónica de potencia. Se planteó inicialmente como un único convertidor, y ha ido creciendo hasta incorporar tres etapas de potencia distintas y cuatro etapas de control, añadiendo mucha materia nueva a lo ya aprendido durante el año (como el uso de componentes reales, diseño de una PCB con etapas diferenciadas, cálculo de pérdidas, etc).

Para la **primera etapa** del microinversor, dado que tiene que entregar a la salida una tensión siempre menor que la de entrada, se valoraron un convertidor reductor y un reductor-elevador, optándose por el reductor al calcular unas pérdidas menores. La misión de este convertidor es doble, pues además de cargar la batería, lleva al panel solar a su punto de máxima potencia, manteniendo constante la tensión a la entrada.

La **segunda etapa** se encarga de elevar esa tensión continua de la batería y de convertirla en una tensión senoidal rectificada que será “desdoblada” e inyectada a red en la siguiente etapa. Para esta parte se decidió utilizar un convertidor con aislamiento galvánico dada la gran diferencia de tensiones entre entrada y salida. Se evaluaron tres posibilidades: flyback, forward y push-pull, elaborando una comparativa de pérdidas tanto en los componentes en conducción y conmutación como dentro el propio transformador. Eligiéndose al final el convertidor flyback al presentar grandes ventajas sobre el resto, no sólo en pérdidas, sino también en tamaño y número de componentes.

La misión de la **tercera etapa** es “desdoblar” la tensión senoidal rectificada para convertirla en una tensión completamente senoidal. Para ello se optó por un inversor en puente completo, con un disparo por onda cuadrada. Adicionalmente a esta tarea, un filtro a la salida asegura que la corriente inyectada a la red cumpla con la normativa vigente.

Por último, y una vez validado el buen funcionamiento del circuito, tanto por partes como en conjunto, se realizó el **layout en una PCB** del circuito. Se han tenido en cuenta para ello aspectos como el número máximo de capas, la distancia entre pistas según la tensión que soporten, el aclarado, etc.

Tanto las simulaciones de cada una de las partes como las simulaciones del circuito completo han mostrado la viabilidad del sistema, cumpliendo su objetivo y respetando la legislación aplicable, sobre todo en la conexión a la red eléctrica. Además se ha conseguido crear un sistema con varios puntos fuertes: La inclusión de la batería permite que tanto la absorción de potencia del panel solar, como la inyección a la red/carga **puedan funcionar de forma independiente**; se han implementado **dos modos de funcionamiento distintos**, por lo que el sistema puede funcionar tanto inyectando potencia a la red como alimentando una carga de forma autónoma; además, dada que la segunda etapa incorpora un transformador con una gran relación de vueltas el sistema puede funcionar con **paneles de baja tensión**.

7.2 Trabajos futuros

Una posible ampliación al presente TFG es el cambio de la estrategia de control. De un control analógico a uno digital, por ejemplo por FPGA, utilizando un convertidor CC/CC adicional para alimentarla (un nuevo devanado del transformador del flyback podría valer), que permitiría funciones adicionales al microinversor, como mostrar en una pantalla o un display la potencia absorbida del panel, el estado de carga de la batería o incluso la temperatura de funcionamiento de algunos de los componentes críticos.

Esta posible ampliación implicaría renunciar a la buscada simplicidad en el control y además incluiría un convertidor adicional, aumentando a su vez mucho el coste total del microinversor, pero a cambio podría aumentar sus funciones; por ejemplo, en aplicaciones en las que además de inyectar potencia a la red se desea utilizar los paneles solares para alimentar algún otro sistema adicional, como un sistema de riego o un sistema domótico, o para la explotación económica a gran escala de los paneles solares, donde es conveniente tener un sistema que muestree e incluso guarde la información de la potencia producida en cada momento.

8 Bibliografía

- [1] «wikipedia,» [En línea]. Available: http://es.wikipedia.org/wiki/Energ%C3%ADa_solar_en_Espa%C3%B1a. [Último acceso: 27 08 2014].
- [2] «REAL DECRETO 436/2004, de 12 de marzo de 2014».
- [3] «Global market outlook for photovoltaics until 2013».
- [4] «solartradex,» [En línea]. Available: <http://solartradex.com/blog/micro-inversores-o-inversores-quien-da-mas/>. [Último acceso: 27 08 2014].
- [5] *REBT.ITC-BT-40*, 2014.
- [6] R. Erickson y W. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*.
- [7] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*.
- [8] «we online,» [En línea]. Available: http://www.we-online.com/web/en/passive_components_custom_magnetics/blog_pbcm/blog_detail_electronics_in_action_45887.php. [Último acceso: 25 08 2014].
- [9] *IR2110 datasheet*, International Rectifiers.
- [10] T. instruments, *UC3854 datasheet*.
- [11] H. a. Hill, *The art of electronics*, 1989.
- [12] *IRS2453 Datasheet*, International Rectifiers.